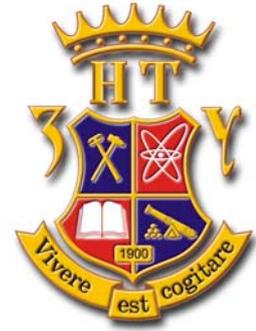


Запорізький національний технічний університет

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА
ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**

НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ



1'2007

(червень)

**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
2007**

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., Байша О. І.

Члени редколегії:

Андрієнко П. Д.	д.т.н.	Онуфрієнко В. М	д.ф.-м.н.
Биковський О. Г.	д.т.н.	Півняк Г. Г.	д.т.н., академік НАНУ
Гостев В. І.	д.т.н.	Піза Д. М.	д.т.н.
Зіновкін В. В.	д.т.н.	Потапенко Є. М.	д.т.н.
Кириленко О. В.	д.т.н., академік НАНУ	Пуйло Г. В.	д.т.н.
Клепиков В. Б.	д.т.н.	Розанов Ю. К. (МЕІ, Росія)	д.т.н.
Лущик В. Д.	д.т.н.	Труфанов І. 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 № 10 від 29.05.2007 року.

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

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

ЗМІСТ

I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

П. Д. Андриенко, С. И. Шило, А. О. Каплиенко, И. Ю. Немудрый ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ СЕРИЕСНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С РАЗЛИЧНЫМИ ИМПУЛЬСНЫМИ СХЕМАМИ РЕГУЛИРОВАНИЯ	4
Е. С Назарова , А. В Пирожок, Ю. А. Супрун ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ МЕХАНИЧЕСКОГО ДВИЖЕНИЯ МЕТАЛЛА ДЛЯ РЕВЕРСИВНОГО ОДНОКЛЕТЕВОГО СТАНА ХОЛОДНОЙ ПРОКАТКИ	8
Л. М. Карпуков, А. Ю. Фарафонов, Р. Ю. Корольков, В. О. Рыбин ЗАМКНУТАЯ ФОРМА ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОГО ИМПЕДАНСА МИКРОПОЛОСКОВОЙ СТРУКТУРЫ ..	15
В. М. Дворак, Д. І. Осовский РЕГУЛЯТОР СКОЛЬЗЯЩЕГО РЕЖИМА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ ТОКА ВАЛОГЕНЕРАТОРА	19
В. В. Семенов, Г. Н. Стрункин, С. А. Попов ПОТЕРИ МОЩНОСТИ В ИНВЕРТОРАХ С ОДНОПОЛЯРНОЙ И ДВУПОЛЯРНОЙ ШИРОТНО- ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	25
Т. Н. Литвиненко ОЦЕНКА РЕЖИМА РАБОТЫ ЕМКОСТНОГО НАКОПИТЕЛЯ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ	29
Д. А. Савельев, Е. В. Бояринцева РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ В ЭЛЕМЕНТАХ КОНСТРУКЦИИ КОМБИНИРОВАННОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ	34
А. Г. Лохматов ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АИН-ШИМ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ В АВТОНОМНОМ ИНВЕРТОРЕ	37
Н. Л. Антонов УЛУЧШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УПРОЩЕННЫМ ДНПЧ-ШИМ	43
В. В. Костюков, Л. Н. Канов ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ	52
С. М. Тиховод СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В СЛОЖНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ЦЕПЯХ.....	56
V. Gurevich, Ph.D HYBRID REED - SOLID-STATE DEVICES ARE A NEW GENERATION OF PROTECTIVE RELAYS	61

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

В. А. Дзензерский, Н. Е. Житник, С. В. Плаксин, Л. М. Погорелая, И. И. Соколовский ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ГИБРИДНЫХ ВЕТРО-СОЛНЕЧНЫХ ЭНЕРГОУСТАНОВОК	67
Л. А. Варинская ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА МОДЕРНИЗАЦИИ ТЭЦ В УСЛОВИЯХ ЭНЕРГОЕМКОГО ПРОМЫШЛЕННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ	72
А. В. Волков, О. Г. Мирошниченко ВЛИЯНИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНОСТИ ФОРМЫ ТОКОВ И НЕРАВНОМЕРНОСТИ ТЕКУЩЕЙ МОЩНОСТИ ОТДЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПОТРЕБИТЕЛЯ НА ПОТЕРИ В ЭНЕРГОСИСТЕМЕ	77

I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.313.222:62-83

П. Д. Андриенко, С. И. Шило, А. О. Каплиенко, И. Ю. Немудрый

Исследование динамики серийного электродвигателя с различными импульсными схемами регулирования

Разработана усовершенствованная схема импульсного регулирования двигателя постоянного тока последовательного возбуждения. Для предложенной и существующей схем импульсного регулирования разработаны имитационные модели, с помощью которых исследованы электромеханические процессы тягового электропривода и выполнен их сравнительный анализ.

В настоящее время в электротранспорте широко применяются электроприводы постоянного тока с двигателями последовательного возбуждения (ДПВ). Область применения указанных электроприводов достаточно широка – в тяговом электроприводе (ТЭП) подвижного состава городского и железнодорожного транспорта. Это связано с тем, что изменение момента нагрузки для данных механизмов хорошо согласуется с электромеханической характеристикой ДПВ. Важным фактором повышения рентабельности работы электротранспорта в целом может стать замена существующего ТЭП на более современные их виды.

К основным существующим схемам регулирования скорости ДПВ относятся реостатная и импульсная схемы [1, 2]. Тяговый электропривод с реостатной схемой регулирования скорости ДПВ малоэффективен, поскольку имеет такие известные недостатки [1]:

- наличие большого количества контактной аппаратуры;
- потери в пусковых резисторах, снижающие КПД тягового электропривода;
- необходимость проведения регулярной диагностики и частого технического обслуживания, что повышает затраты на эксплуатацию подвижного состава.

С развитием силовой электроники появились более эффективные импульсные схемы регулирования скорости вращения ДПВ, исключающие до минимума применение контактной аппаратуры и снижающее потребление электроэнергии в режимах пуска, торможения и выбега ТЭП. При этом классическая импульсная схема регулирования [2] является более экономичной,

но в режиме электромагнитного торможения требует установки в ней дополнительного оборудования. Поэтому большой практический интерес представляют схемные решения, позволяющие использование электродинамического торможения при самовозбуждении электродвигателя. Однако, использование данного режима связано с определенными сложностями, так как при торможении требуется наличие остаточного магнитного потока в двигателе. В существующих схемах электропривода для этой цели применяются дополнительные независимые источники тока, использование которых приводит к усложнению схемного решения и дополнительному расходу электроэнергии, а также к увеличению затрат на ремонт и обслуживание данного устройства. В связи с этим актуально и остро востребовано практикой дальнейшее совершенствование схем импульсного регулирования и, особенно, – в части упрощения этих схем при сохранении требуемого качества регулирования электромеханических процессов тягового электропривода.

Целью статьи является создание усовершенствованной схемы импульсного регулирования двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, исследование с применением предложенной схемы электромеханических процессов упомянутого двигателя и сравнение их с процессами в существующих схемах регулирования.

Авторами предложена усовершенствованная схема импульсного регулирования скорости ДПВ, показанная на рис. 1, а. Она отличается от классической схемы импульсного регулирования, представленной на

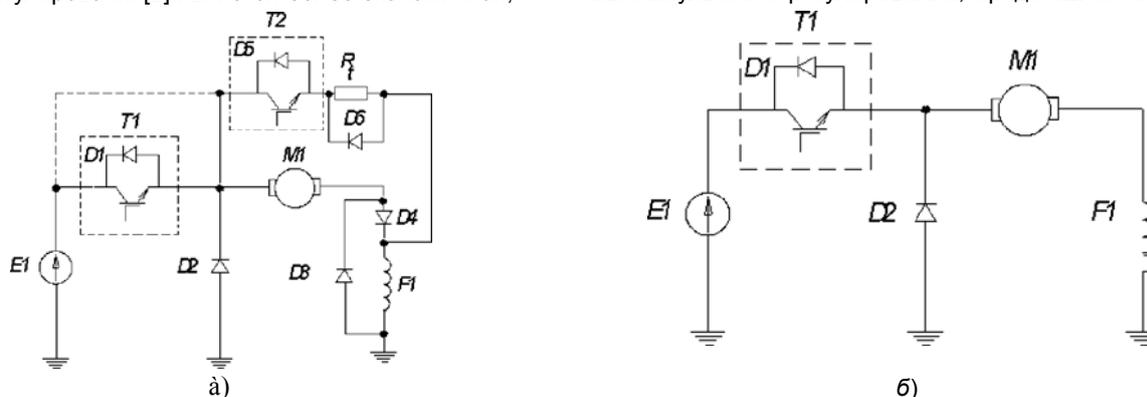


Рис. 1. Схемы импульсного регулирования скорости ДПВ: а) усовершенствованная; б) классическая

рис. 1, б, тем, что в ней дополнительно содержатся: диод $D3$, шунтирующий обмотку $F1$ возбуждения ДПВ; диод $D4$, включенный последовательно с обмоткой $F1$ возбуждения ДПВ. Данные элементы предназначены для осуществления электродинамического торможения при самовозбуждении ДПВ.

Для проведения исследований электромеханических процессов в предложенной схеме авторами была

разработана имитационная модель, показанная на рис. 2. Исследование проводилось с помощью программного пакета Matlab 2006 при применении библиотеки SimPowerSystem [3–5]. При моделировании не учитывалось влияние реакции якоря. Нелинейность кривой намагничивания учитывалась таблично согласно методики, приведенной в [6].

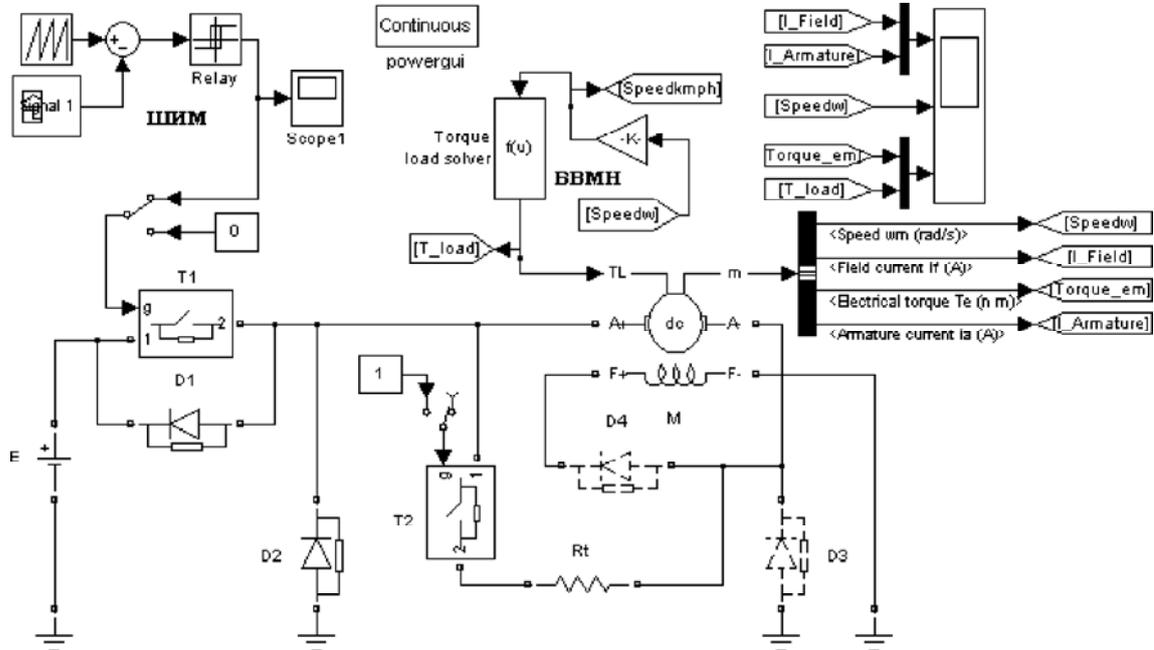


Рис. 2. Модель усовершенствованной схемы импульсного регулирования скорости ДПВ

Приведем описание элементов модели:

E – источник питания (напряжение источника питания равно 750 В);

$T1$ – силовой ключ;

$T2$ – силовой ключ, включающий тормозной резистор R_t ;

$D2$ – диод обратного тока;

M – двигатель постоянного тока последовательно-возбуждения;

ШИМ – блок широтно-импульсной модуляции, реализующий управление силовым ключом $T1$;

БВМН – блок вычисления момента нагрузки двигателя M ;

$D3, D4$ – диоды, вводимые в схему при исследовании усовершенствованной схемы импульсного регулирования частоты вращения двигателя (показаны в схеме на рис. 2 пунктиром).

Параметры имитационной модели рассчитывались для двигателя 1ДТ-003.5У [7] по методике, приведенной в [5]. Технические характеристики тягового двигателя 1ДТ-003.5У:

- номинальное напряжение $U = 750$ В,
- мощность $P = 235$ кВт,
- сила тока $I = 345$ А,
- частота вращения $n = 1250$ мин⁻¹,
- масса $m = 2300$ кг.

Все дальнейшие расчеты и графики рассчитанных зависимостей приведены в относительных единицах.

За базовые значения приняты следующие:

- электромагнитный момент $M = 5$ кН*м;
- угловая частота вращения $\omega = 130$ рад/с;
- ток $I = 345$ А.

В классической схеме импульсного регулирования [2] скорость затухания тока якоря определяется постоянной времени якорной цепи. На участке схемы: силовой ключ $T1$ - обмотка якоря $M1$ - обмотка возбуждения $F1$, – ток якоря нарастает, когда ключ $T1$ открыт. Якорный ток спадает по цепи: диод $D2$ - обмотка якоря $M1$ - обмотка возбуждения $F1$, когда ключ $T1$ закрыт.

При введении в усовершенствованную схему диода $D3$ (рис.1,а) ток возбуждения будет протекать по контуру: шунтирующий диод $D3$ – обмотка возбуждения $F1$, – что позволяет исключить протекание общего тока в якоре и обмотке возбуждения. Скорость нарастания (спадания) тока в обмотке якоря ДПВ из-за наличия диода $D3$ определяется только параметрами цепи якоря.

Из анализа изменения постоянных времени отдельных контуров рассчитаны для рассматриваемого тягового двигателя соотношения:

$$T_{я} / T_{\Sigma} = 0,6 \text{ и } T_{в} / T_{\Sigma} = 1,5,$$

$$\text{где } T_{\Sigma} = T_{я} + T_{в} \text{ – (1)}$$

суммарная постоянная времени обмоток якоря и возбуждения.

Значения постоянных времени обмоток якоря и возбуждения находятся из зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} T_{\text{я}} &= \frac{L_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} \\ T_{\text{в}} &= \frac{L_{\text{в}}}{R_{\text{в}}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $L_{\text{в}}$ и $L_{\text{я}}$ – индуктивности обмоток возбуждения и якоря соответственно; $R_{\text{в}}$ и $R_{\text{я}}$ – активное сопротивление обмоток возбуждения и якоря соответственно.

Полученные соотношения показывают, что для исследуемого двигателя постоянные времени обмотки возбуждения и якорной цепи отличаются примерно в 3,3 раза. Изменение тока возбуждения для классической и усовершенствованной схем показано на рис. 3. Из проведенных исследований следует, что усовершенствованная схема позволяет осуществить электродинамическое торможение с самовозбуждением без дополнительных источников питания.

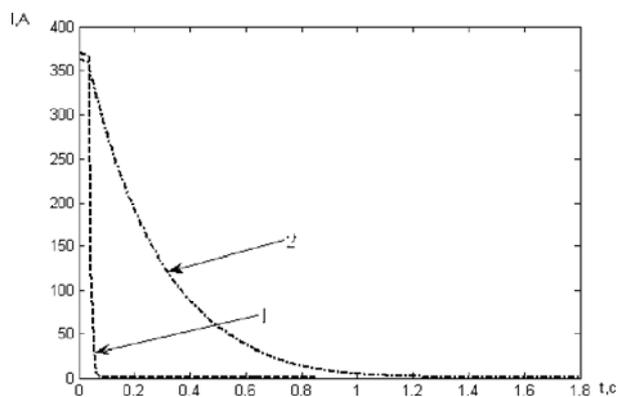


Рис. 3. График спада тока в обмотке возбуждения: 1 – без диода D3; 2 – с диодом D3

Изменение взаимного соотношения постоянных времени обмоток якоря и возбуждения приводят в усовершенствованной схеме к увеличению пульсаций тока в якорной цепи в $T_{\Sigma}/T_{\text{я}}$ раз (в нашем случае – в 2,1 раза согласно рис. 6 и рис. 7). Для сохранения неизменными значений пульсаций тока якоря необходимо соответственно увеличить частоту коммутации ключа T1. В свою очередь, данное увеличение частоты коммутации вызывает увеличение среднего значения тока в обмотке возбуждения (до амплитудного значения тока якорной цепи).

Проведенные исследования создают предпосылки реализации такого схемного решения, которое позволит уйти от использования дополнительных независимых источников тока для обмотки возбуждения тягового электродвигателя (при переходе из режима движения под током в режим электродинамического торможения). Это повышает эффективность использования электрической энергии и снижает затраты на эксплуатацию и ремонт независимого источника тока.

Дополнительно были разработаны имитационные модели реостатной (рис. 4) и классической схемы импульсного регулирования. Моделирование классической схемы [2] (в которой импульсное регулирование скорости ДПВ осуществляется с помощью изменения скважности работы ключа T1 в схеме на рис. 1, б) выполнялось на базе ранее созданной имитационной модели, показанной на рис.2.

Результаты моделирования электромеханических процессов при разгоне ДПВ приведены: на рис. 5 (для реостатной схемы), на рис. 6 (для классической схемы) и рис.7 (для усовершенствованной схемы), где $I_{\text{а}}$ – ток якоря двигателя; $I_{\text{в}}$ –ток возбуждения двигателя; $M_{\text{эм}}$ – электромагнитный момент двигателя; ω – угловая частота вращения двигателя.

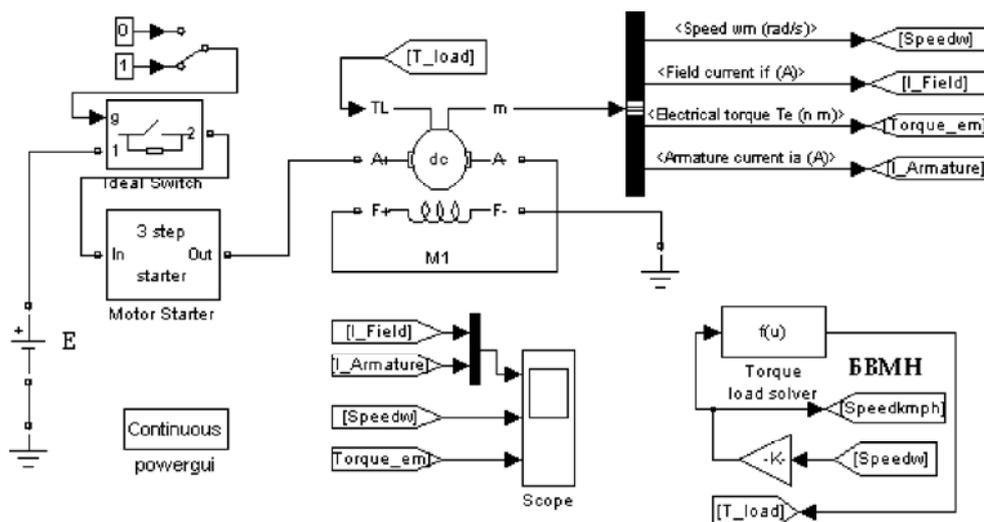


Рис. 4. Модель реостатного пуска серийного электродвигателя: E – источник питания (напряжение источника питания равно 750 В); Motor Starter – пусковой реостат, обеспечивающий 4 ступени регулирования; M1– двигатель постоянного тока последовательного возбуждения; БМН – блок, вычисления момента нагрузки двигателя M1.

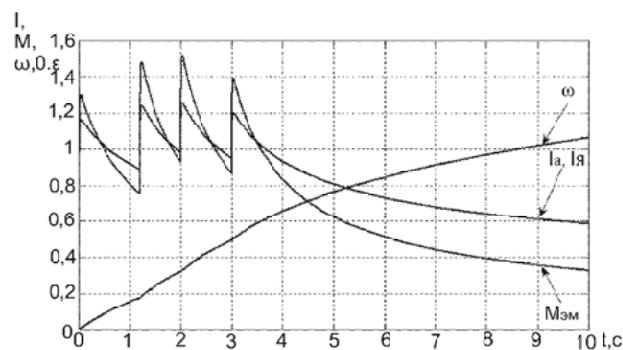


Рис. 5. Электромеханические процессы разгона для реостатной схемы пуска ДПВ

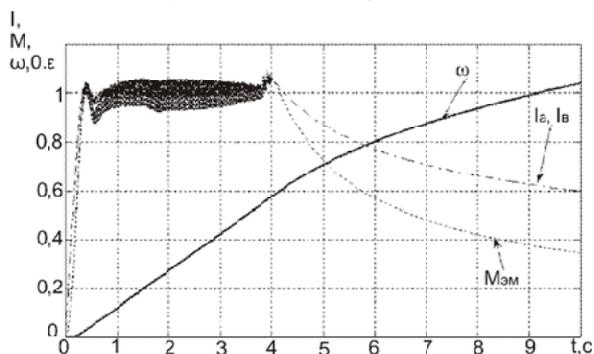


Рис. 6. Электромеханические процессы разгона для классической импульсной схемы регулирования скорости ДПВ (частота коммутации 300 Гц)

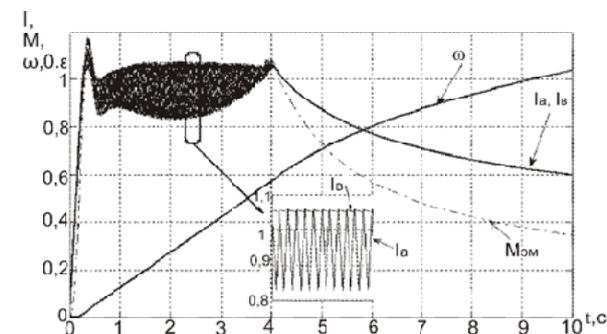


Рис. 7. Электромеханические процессы разгона для усовершенствованной импульсной схемы регулирования скорости ДПВ (частота коммутации 300 Гц)

На рис. 8 представлены результаты исследования усовершенствованной импульсной схемы регулирования скорости ДПВ в режимах разгона, выбега и электродинамического торможения. При моделировании задавались следующие режимы:

- частота модуляции $f_m = 1500$ Гц;
- в момент времени $t=0$ начат разгон электродвигателя;
- в момент времени $t=8,6$ с отключается подача питания на двигатель, после чего осуществляется режим выбега;
- в момент времени $t=9,2$ с посредством включения силового ключа T_2 в якорную цепь вводится тормозной резистор R_t (который подключен до полной остановки якоря электродвигателя).

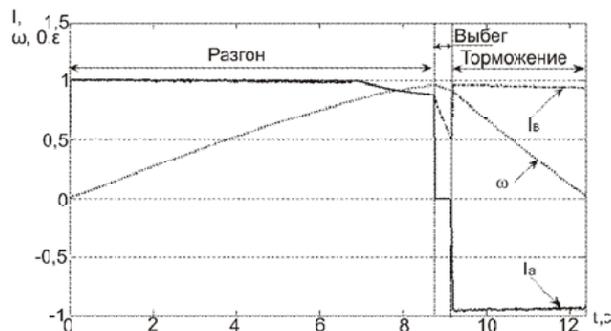


Рис. 8. Электромеханические процессы для усовершенствованной импульсной схемы регулирования скорости ДПВ в режимах движения, выбега, электродинамического торможения

Авторами были проведены исследования усовершенствованной схемы при различных частотах коммутации силового ключа T_1 : в диапазоне от 300 до 1500 Гц. Из результатов исследований следует вывод, что на практике достаточное снижение уровня пульсаций тока якоря достигается повышением частоты коммутации до 1–1,5 кГц. Также снижение уровня указанных пульсаций тока удается возможно достичь при введении в якорную цепь сглаживающих элементов (таких, как сглаживающий реактор или конденсатор). Необходимо отметить, что при размыкании ключа T_2 запасенная энергия в обмотке якоря ДПВ возвращается в источник питания (то есть, происходит режим рекуперации энергии, запасенной в якорной цепи), вследствие чего схема становится более экономичной.

Выводы

1. Предложенное усовершенствование схемы импульсного регулирования (заключающееся во введении в схему диодов D_3 и D_4) позволяет использовать режим электродинамического торможения и рекуперации при самовозбуждении электродвигателя без применения дополнительных независимых источников тока, и, следовательно, – тем самым упростить техническую реализацию и уменьшить дополнительные затраты.
2. Разработаны имитационные модели, предназначенные для исследования электромеханических процессов в серийном двигателе постоянного тока при предложенной и существующих схемах импульсного регулирования.
3. Проведенное моделирование позволило выполнить сравнительный анализ предложенной и существующей схем импульсного регулирования, исходя из которого установлено, что усовершенствованная схема является наиболее эффективной.
4. Результаты исследования усовершенствованной схемы свидетельствуют о том, что при импульсном регулировании скорости ДПВ электромагнитные процессы в якорной цепи и обмотке возбуждения при определенной частоте коммутации протекают аналогично двигателю постоянного тока с независимым возбуждением.

Перечень ссылок

1. Метельський В. П. Електричні машини та мікромашини. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2005. – 616 с.
2. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. – Л.: Энергия, 1973. – 304 с., ил.
3. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника: Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, Корона-принт, 2002. – 304 с., ил.
4. Герман-Галкин С. Г., Г. А. Кардонов Электрические машины: Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, Корона-принт, 2003. – 256 с., ил.
5. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. – СПб.: Учитель и ученик, Корона-принт, 2001. – 319 с., ил.
6. Перльмутер В. М., Сидоренко В. А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с., ил.
7. Пегов Д. В., Бурцев П. В., Андреев В. Е. Руководство по устройству электропоездов ЭТ2, ЭР2Т, ЭД2Т, ЭТ2М.– М.: Центр коммерческих разработок, 2003. – 184 с.,табл.,ил.

Поступила в редакцию 14.03.07 г.

После доработки 04.04.07

Розроблена вдосконалена схема імпульсного регулювання двигуна постійного струму послідовного збудження. Для запропонованої і існуючої схем імпульсного регулювання розроблені моделі, за допомогою яких досліджені електромеханічні процеси тягового електроприводу в цих схемах і виконано їх порівняльний аналіз.

The improved scheme of impulsive regulation of series excitation direct current motor was developed. The impulsive regulation models for offered and existent schemes were developed, the electro-mechanical processes of electric drive were probed and comparative analysis was presented.

УДК 621.313.2.001.57

Е. С Назарова , А. В Пирожок, Ю. А. Супрун

Имитационная модель механического движения металла для реверсивного одноклетевого стана холодной прокатки

Разработана имитационная модель механического движения металла для реверсивного одноклетевого стана холодной прокатки, предназначенная для исследования электромеханических процессов стана.

Улучшение качества прокатываемого металла и повышение производительности станов холодной прокатки требует глубокого исследования электромеханических процессов станов. Это, в свою очередь, вызывает практическую необходимость и актуальность создания имитационных моделей станов, воспроизводящих реальные электромеханические процессы в них. Имитационные модели позволяют без нарушения существующего производственного цикла прокатного стана исследовать его электромеханические процессы, заметно снизить трудоемкость и затраты на проведение этих исследований по сравнению с экспериментом.

Исследованию процесса механического движения металла в различных прокатных станах посвящено достаточно много работ, например, [1–4]. В книге [1] приведены математические описания законов, определяющих связь электромеханических параметров стана с параметрами технологических процессов. В работе [2] изложены основы теории прокатки и автоматизации непрерывного стана холодной прокатки, где этот стан и его автоматизированный многодвигательный электропривод рассматривается как единый электрифицированный агрегат. В статье [3] разработана и описана имитационная модель механического движения металла для непрерывного стана «Тандем». В монографии [4] рассмотрены общие принципы рабо-

ты различных реверсивных станов холодной прокатки. Анализ известных работ показывает, что большинство из них [1–3] посвящены исследованию процесса механического движения металла в непрерывных станах холодной прокатки, в которых указанное движение в значительной степени отличается от реверсивных станов (в частности, особенностями, связанными с реверсированием металла в последних). В известных немногочисленных работах [4], посвященных реверсивным станам холодной прокатки, остались без внимания вопросы: углубленного рассмотрения динамических процессов указанных станов, связанных с реверсированием проката; исследования электромеханических процессов указанных станов; создания имитационных моделей для исследования процесса механического движения металла в этих станах.

Целью работы является создание имитационной модели механического движения металла для реверсивного одноклетевого стана холодной прокатки, предназначенной для исследования электромеханических процессов.

Кинематическая схема данного стана показана на рис. 1. Процесс прокатки в одноклетевом стане осуществляется при натяжении полосы как со стороны входа в клеть, так и на выходе из стана. Причем, натяжение металла на выходе стана, возникающее между

клетью и наматывающим устройством, в несколько раз превышает натяжение металла на входе стана. В результате этого снижается давление металла на валки прокатного стана, уменьшается коробоватость полосы, происходит правильное и плотное наматывание металла на барабан моталки [1].

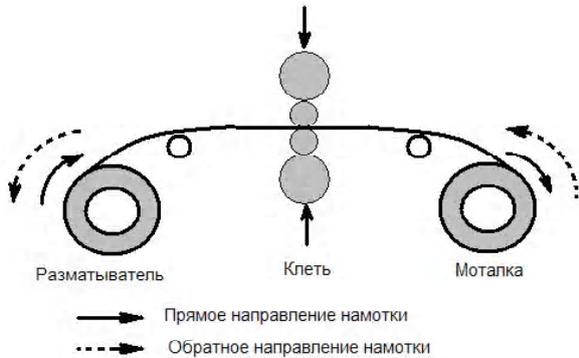


Рис. 1. Кинематическая схема прокатного стана

Натяжение полосы создается при помощи электроприводов намоточных устройств: моталки и разматывателя. На реверсивных одноклетевых станах холодной прокатки моталка и разматыватель установлены

по разные стороны рабочей клетки, и после реверса направления прокатки металла моталка и разматыватель меняются между собой местами [4]. Электропривод наматывающей моталки работает в двигательном режиме, обеспечивая выходное натяжение полосы. Двигатель разматывающей моталки (разматывателя) работает в генераторном режиме. Тянущим двигателем для разматывающей моталки в этом случае является прокатный двигатель клетки. В рассматриваемом стане обрабатываемый материал (металл) является упругим звеном [5].

Для исследования движения металла в одноклетевом прокатном стане разработана в пакете прикладных программ MatLab имитационная модель, показанная на рис. 2, где: SAY-1, SAY-2, SAY-3 – блоки, обеспечивающие задания якорных напряжений трапециидальной формы для двигателей моталки, клетки и разматывателя (DPT_jakor1, DPT_jakor2, DPT_jakor3) соответственно. Разматывающее устройство представлено блоком Razmativatel. Металл, выходящий из разматывателя и входящий в клеть (при прямой прокатке), имитируется блоком Prokat1. Рабочая клеть реверсивного одноклетевого стана в модели отображена блоком Kletka. Металл, выходящий из клетки и наматываемый на моталку, представлен блоком Prokat2. Имитацию наматывающего устройства обеспечивает блок Motalka.

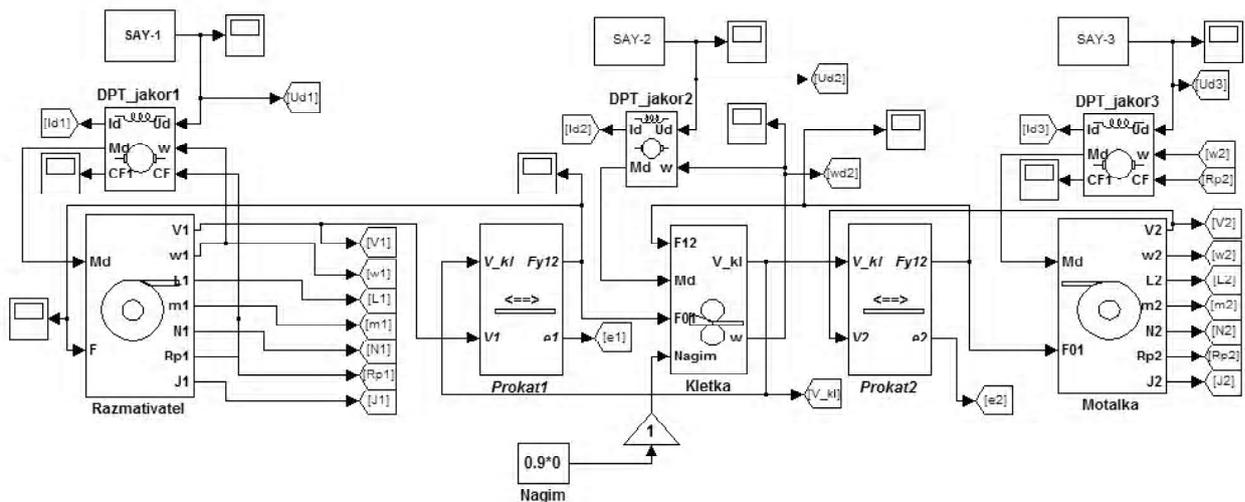


Рис. 2. Общий вид модели одноклетевого реверсивного прокатного стана

Схема имитационной модели составлена при использовании следующих допущений:

- а) материал однороден и имеет по всей длине одинаковую толщину и ширину;
- б) влиянием массы материала на его деформацию можно пренебречь;
- в) деформация имеет только упругий характер и равномерно распределяется по поперечному сечению;
- г) волновые процессы, связанные с распределением деформации по длине, не учитываются.

В процессе прокатки полоса разматывается с одной моталки и наматывается на другую, при этом диаметры рулонов непрерывно изменяются. Чтобы поддерживать постоянной линейную скорость прокатки, необходимо скорость двигателя разматывающего механизма (рис. 3) уменьшать или увеличивать в зависи-

мости от режима работы стана. Изменение диаметров рулонов в течение всего цикла прокатки должно учитываться при поддержания постоянства натяжения полосы прокатываемого металла. При функционировании реверсивных прокатных станов требуется вычисление текущего значения массы, момента инерции рулона, длины полосы прокатываемого металла.

В математической модели разматывателя осуществляется вычисление начального значения длины L полосы из зависимости:

$$L = 2 \cdot \pi \cdot (R_p \cdot N - h \cdot N + h), \quad (1)$$

где R_p – радиус смотанного рулона, N – количество витков в рулоне, h – толщина прокатываемой полосы.

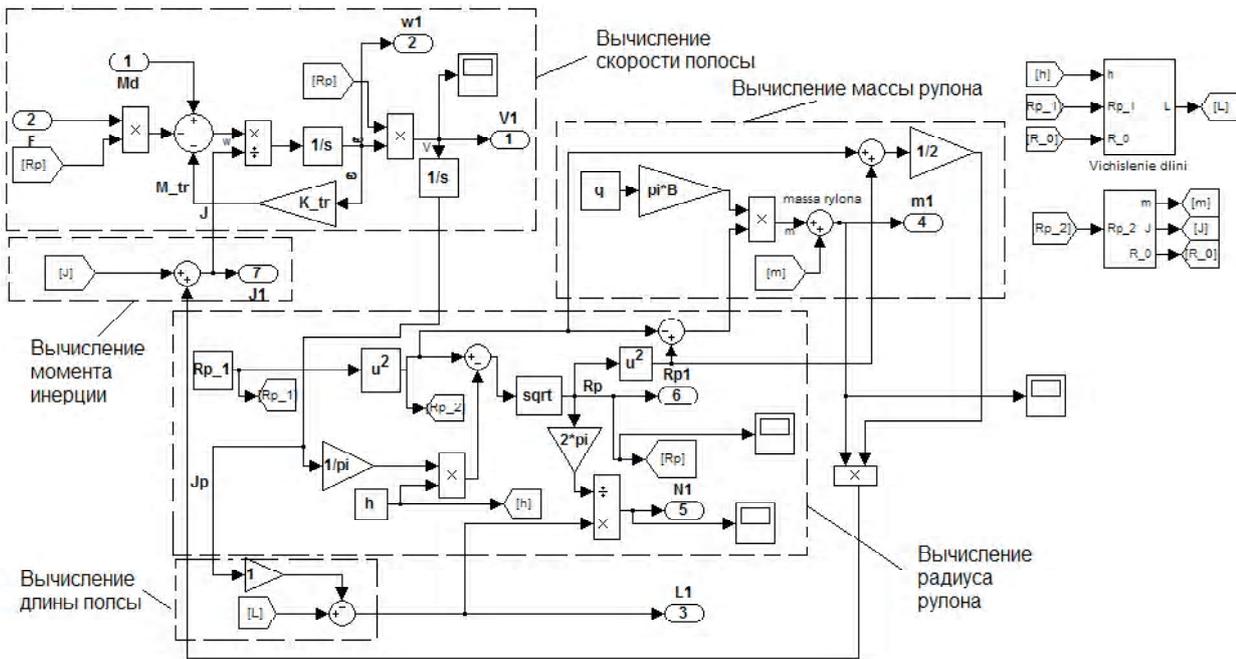


Рис. 3. Модель разматывающего механизма

Вычисление текущего значения массы рулона выполняется из соотношения [1]:

$$m = q \cdot \pi (R_p^2 - R_0^2) \cdot B, \quad (2)$$

где q – удельный вес металла, R_0 – радиуса барабана, B – ширина прокатываемой полосы. Момент инерции металла в рулоне на разматывателе определяется из зависимости [5]:

$$J_p = \frac{1}{2} \cdot m \cdot (R_p^2 - R_0^2), \quad (3)$$

В модели вращающий момент M_d создается двигателем постоянного тока (ДПТ) с независимым возбуждением [3], который приводит в движение наматывающий (разматывающий) механизм и клеть. В модели на рис. 2 данный момент поступает в подсистему ДПТ через порт Md. В этой подсистеме для регулирования напряжения якоря и потока возбуждения двигателя предназначены порты Ud и CF соответственно. Для учета внутреннего влияния ЭДС двигателя предусмотрен входной порт w (на который поступает угловая скорость ω двигателя).

Угловая скорость двигателя определяется с учетом линейной скорости движения полосы V и текущего значения радиуса рулона R_p из соотношения:

$$\omega = V_i / R_p, \quad (4)$$

где i – передаточный коэффициент редуктора.

Момент на валу разматывающего устройства (определяемый в модели на рис. 3) находится через его следующие составляющие [1]:

$$M = M_{\text{пол}} + M_{\text{пот}} + M_{\text{деф}} + M_{\text{дин}}, \quad (5)$$

где $M_{\text{пол}}$ – полезный момент, необходимый для создания заданного натяжения F ; $M_{\text{пот}}$ – момент, требуемый для преодоления механических потерь в системе «двигатель – механизм»; $M_{\text{деф}}$ – момент, затрачиваемый на деформацию изгиба полосы при намотке рулона; $M_{\text{дин}}$ – динамический момент (обеспечивающий ускорение намоточного устройства при разгоне и торможении, а также при изменении радиуса рулона).

В зависимости от режима работы стана (прокатка в прямом или в обратном направлении) соотношение между упомянутыми составляющими моментов может быть различно. Полезный момент определяется значением усилия и в ряде случаев значительно превышает значение момента потерь, что позволяет пренебречь влиянием последнего на работу стана. Значение момента тем меньше, чем тоньше перематываемая полоса металла (он практически равен нулю для материалов, имеющих малую жесткость).

В процессе намотки с постоянным усилием натяжения полезный момент прямо пропорционален радиусу рулона [3]:

$$M_{\text{пол}} = FR_p. \quad (6)$$

При постоянном натяжении полосы (независимо от радиуса) полезная мощность пропорциональна скорости полосы и находится из соотношения:

$$P_{\text{пол}} = FV. \quad (7)$$

Выражения (6) и (7) могут служить для построения системы автоматического управления с косвенным

измерением натяжения. Если пренебречь разницей между моментом на валу двигателя и полезным моментом (считая, что влияние трех последних слагаемых в выражении (5) мало, либо – будет скомпенсировано), а также пренебречь механическими потерями электродвигателя, то можно полагать, что электромагнитный момент двигателя следует изменять по следующему закону:

$$M_{эм} = FR_p / i. \quad (8)$$

С другой стороны, момент двигателя постоянного тока равен [3]:

$$M_{эм} = c_D \Phi I_я, \quad (9)$$

где Φ и $I_я$ – магнитный поток и якорный ток двигателя соответственно; c_D – конструктивная постоянная.

В результате сравнения двух последних выражений может быть сформулирован наиболее распространенный закон косвенного регулирования натяжения полосы: при заданном постоянном натяжении F необходимо поддерживать постоянным якорный ток $I_я$, меняя поток возбуждения Φ двигателя пропорционально радиусу R_p рулона [1].

Динамический момент на валу двигателя равен [3]:

$$M_{дин} = J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt}, \quad (10)$$

где J_{Σ} – суммарный момент инерции вращающихся частей наматывающего устройства вместе с рулоном, приведенный к валу двигателя.

Исходя из (4), определим производную угловой скорости:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{i}{R_p} \frac{dV}{dt} - \frac{Vi}{R_p^2} \frac{dR_p}{dt}. \quad (11)$$

При этом динамический момент $M_{дин}$ двигателя находится в виде двух составляющих:

$$M_{дин} = M_{дин1} + M_{дин2}. \quad (12)$$

Составляющая $M_{дин1}$ требуется для создания ускорения dV/dt при данном радиусе рулона R_p и равна [3]:

$$M_{дин1} = \frac{J_{\Sigma} i}{R_p} \frac{dV}{dt}. \quad (13)$$

Составляющая $M_{дин2}$ учитывает изменение радиуса рулона R_p и рассчитывается в виде [3]:

$$M_{дин2} = -\frac{J_{\Sigma} Vi}{R_p^2} \frac{dR_p}{dt}. \quad (14)$$

Момент инерции J_{Σ} , в свою очередь, состоит из двух составляющих: неизменного момента инерции J_0 (вращающихся частей механизма и собственного момента двигателя) и меняющегося с изменением радиуса рулона момента инерции J_p наматываемого (разматываемого) рулона.

Упомянутые составляющие динамического момента согласно (13), (14) и с учетом (2) и (3) могут быть определены из выражений:

$$\left. \begin{aligned} M_{дин1} &= \left(\frac{q \cdot \pi B}{2i} R_p^3 + \frac{J_0 i}{R_p} \right) \frac{dV}{dt}; \\ M_{дин2} &= \left(\frac{q \cdot \pi B}{2i} R_p^2 V + \frac{J_0 Vi}{R_p^2} \right) \frac{dR_p}{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Деформация материала на участке растяжения длины l описывается дифференциальным уравнением [5]:

$$\frac{d\varepsilon}{dt} = \frac{V_1}{l} - (1 + \varepsilon) \frac{V_2}{l}, \quad (16)$$

где ε – относительное удлинение; V_1 и V_2 – линейные скорости материала в начале и конце растяжения l .

Натяжение, возникающее в материале, связано с абсолютным значением растяжения Δl соотношением [5]:

$$F_y = c_p \Delta l = c_p l \varepsilon, \quad (17)$$

где c_p – упругость прокатываемого металла.

На основании зависимостей (16) и (17) была разработана модель механического движения металла между клетью и разматывающим (наматывающим) механизмом, которая показана на рис. 1 блоками Prokat1, Prokat2. Данная модель является самостоятельной подсистемой с векторами входных и выходных координат.

При рассмотрении механических процессов для клетки прокатного стана будем полагать, что момент сопротивления состоит из двух составляющих: момента трения M_T и момента прокатки M_{II} , – которые пропорциональны скорости вращения клетки (а последний – еще и зависит от силы нажима (Nagim) со стороны нажимных винтов) [3].

При принятых допущениях для данных моментов справедливы следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} M_T &= K_T \omega; \\ M_{II} &= K_{II} \omega \times Nagim \end{aligned} \right\}, \quad (18)$$

где K_T – коэффициент вязкого трения, K_{II} – коэффициент прокатки, учитывающий нагрузку на клеть в зависимости от величины обжатия металла в клетке (в модели указанные коэффициенты обозначены соответственно K_{af0} и K_{af-a}).

В моделі кліти (показанної на рис. 1 блоком Kletka) учені не тільки вращающиеся масы и баланс моментів, но и предусмотрена возможность нагружения кліти от канала нажима (нажимные винты).

На рис. 4 представлены результаты моделирования линейной скорости: моталки (кривая 1), кліти (кривая 2) и разматывателя (кривая 3). Линейная скорость моталки в первый период времени, когда прокатка происходит в прямом направлении, превышает скорость разматывателя и кліти. Поэтому на практике требует-ся компенсировать удлинение прокатываемого металла. Линейные скорости кліти и моталки соотносятся между собой в зависимости от удлинения полосы.

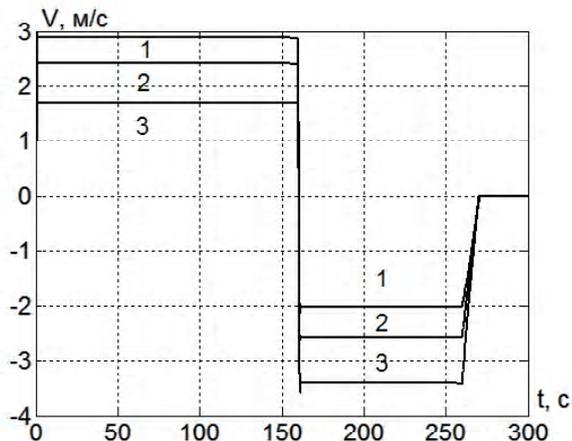


Рис. 4. Линейные скорости полосы металла: 1 – на моталке; 2 – в кліти; 3 – на разматывателе

Изменение угловых частот вращения разматывателя и моталки (рис. 5) происходит во времени не по линейному закону, так как эти изменения зависят от варьирования текущего радиуса рулона. Чем больше радиус рулона, тем меньше угловая частота вращения барабана (и – наоборот).

В имитационной модели стана на рис. 2 задавалось линейное изменение напряжений (рис. 6) на обмотки якорей двигателей, а напряжения в обмотках возбуждения изменялись исходя из поддержания постоянства линейных скоростей и натяжения прокатываемого металла при намотке и смотке (с учетом варьирования текущего радиуса рулона). На рис.6 – рис. 9 показаны

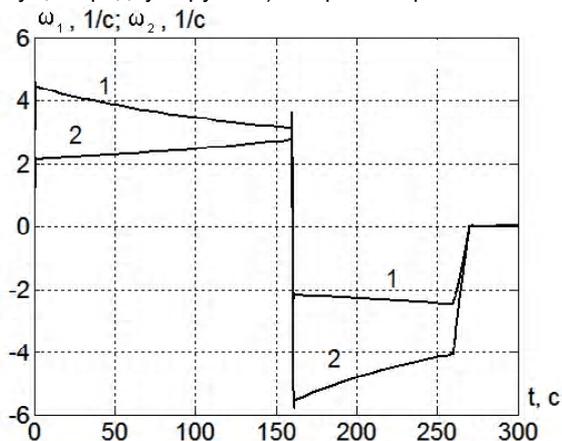


Рис. 5. Изменение угловых скоростей: 1 – моталки; 2 – разматывателя

рассчитанные электромеханические процессы в следующих режимах работы стана: разгон, прокатка в прямом направлении с постоянной линейной скоростью, реверс, прокатка в обратном направлении, торможение. Показанные кривые на этих рисунках соответствуют следующим механизмам: 1 – моталка, 2 – кліти, 3 – разматыватель. На рис. 7 – рис. 9 приведены для этих режимов значения якорных токов, электромагнитных моментов и угловых частот вращения двигателей соответственно.

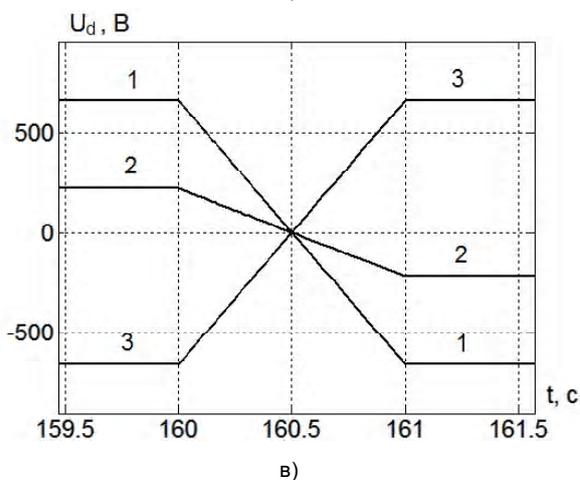
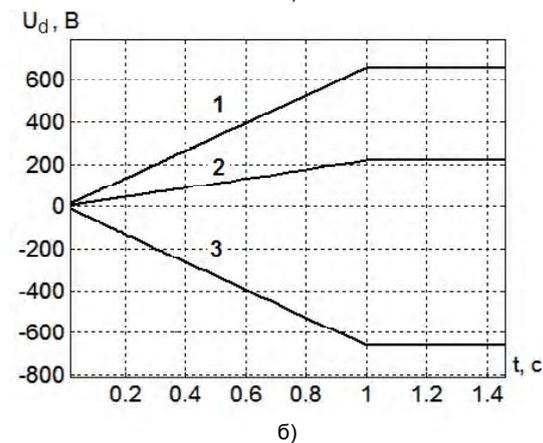
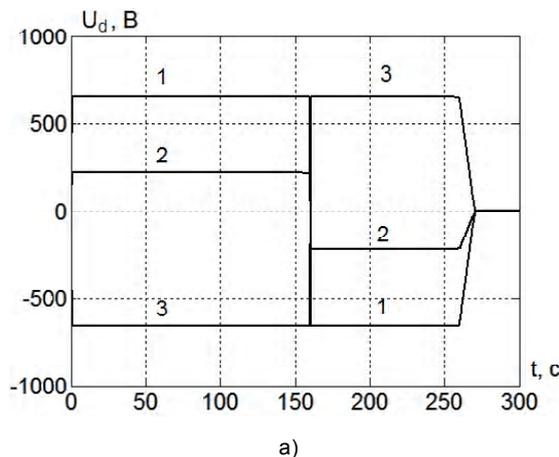


Рис. 6. Изменение якорных напряжений двигателей: а) при прокатке в прямом и обратном направлении; б) укрупненный фрагмент разгона; в) укрупненный фрагмент реверсирования

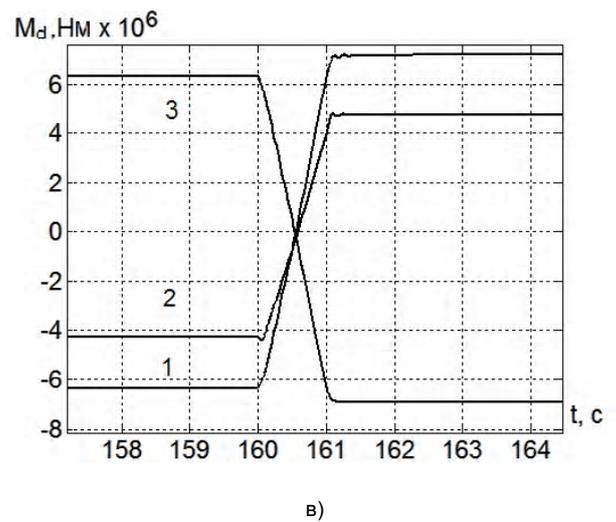
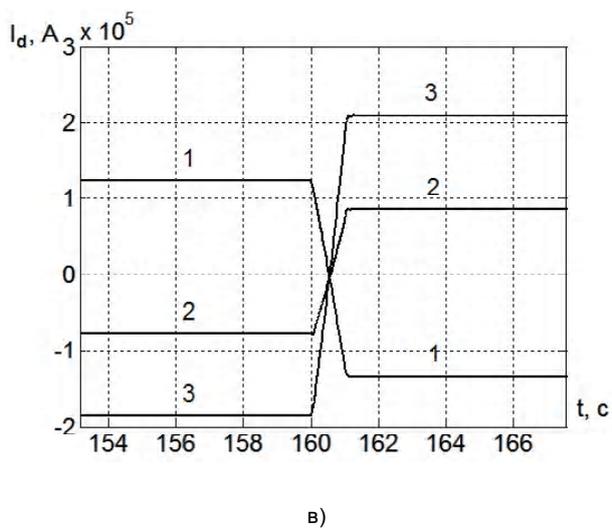
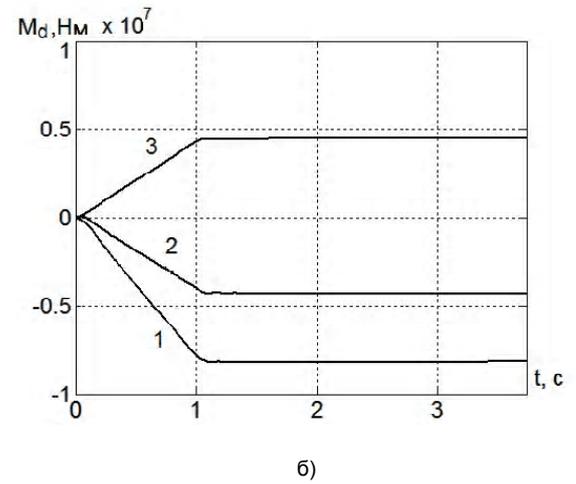
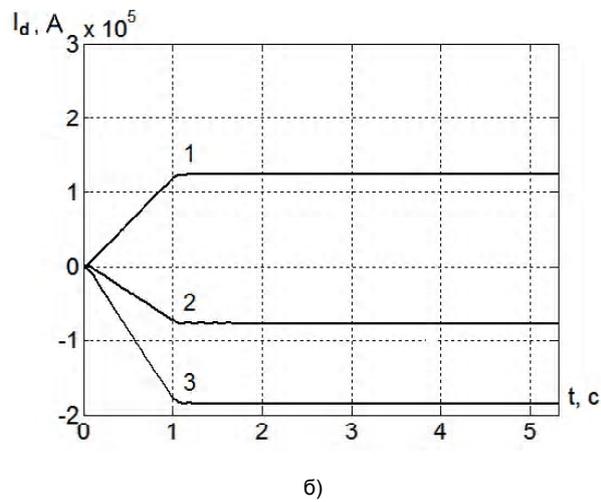
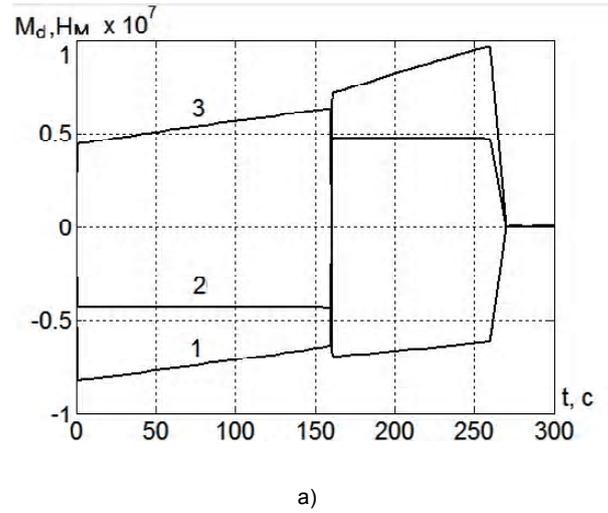
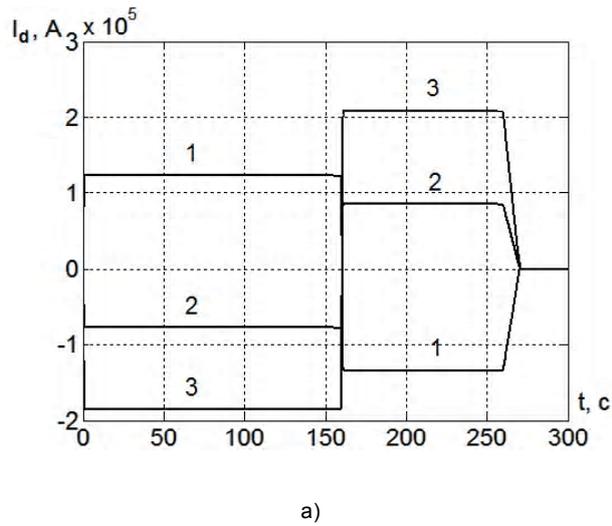


Рис. 7. Токи двигателей: а) прокатка в прямом и обратном направлении; б) укрупненный фрагмент разгона; в) укрупненный фрагмент реверсирования

Рис. 8. Моменты двигателей: а) прокатка в прямом и обратном направлении; б) укрупненный фрагмент разгона; в) укрупненный фрагмент реверсирования

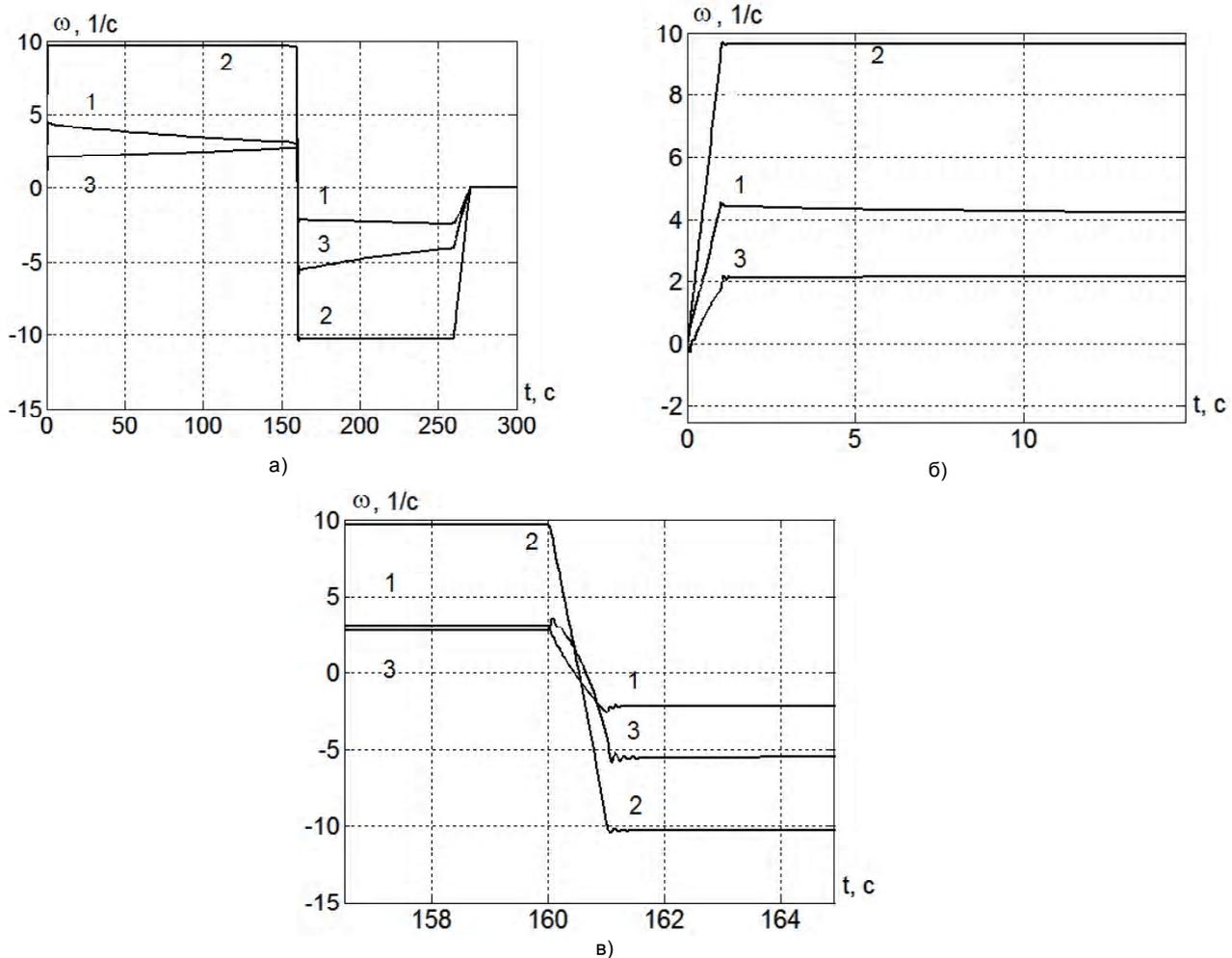


Рис. 9. Угловые частоты вращения двигателей: а) при прокатке в прямом и обратном направлении; б) укрупненный фрагмент разгона; в) укрупненный фрагмент реверсирования

Анализ результатов моделирования механического движения металла для одноклетового прокатного стана и их сравнение с экспериментально полученными данными на существующем одноклетовом реверсивном стане 1680 цеха ЦХП-1 ОАО «Запорожсталь» свидетельствует о достоверности разработанной имитационной модели (с отклонением между собой не более 5–8 % для электромеханических процессов).

Перечень ссылок

1. Зеленов А. Б., Тертичников В. Н., Гулякин В. Г. Электропривод механизмов прокатных станов. – Харьков: Metallurgizdat, 1963. – 340 с.
2. Дружинин Ю. Д. Непрерывные станы как объект автоматизации. – М.: Metallurgiya, 1975. – 336 с.

3. Пирожок А. В., Супрун А. А., Супрун А. Ю. Имитационные модели электромеханических процессов тонколистового стана холодной прокатки // Електротехніка та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 34–42.
4. Филатов А. С. Электропривод и автоматизация реверсивных станов холодной прокатки. – М.: Metallurgiya, 1973. – 370 с.
5. Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г. Тиристорные системы электропривода с упругими связями. – Л.: Энергия, 1979. – 156 с.

Поступила в редакцию 30.03.07 г.

Розроблено імітаційну модель механічного руху металу для реверсивного одноклітьового стана холодної прокатки, призначеного для дослідження електромеханічних процесів стана.

The simulation model of the metal mechanical motion for the reverse single-mill of the cool rolling for analysis of mill electromechanical processes was developed.

УДК 621.372.2

Л. М. Карпуков, А. Ю. Фарафонов, Р. Ю. Корольков, В. О. Рыбин

Замкнутая форма для поверхностного импеданса микрополосковой структуры

Предложен метод составления в замкнутой форме функций Грина векторного и скалярного электрических потенциалов многослойной диэлектрической среды. Получены аналитические соотношения для расчета поверхностного импеданса микрополосковой структуры. Рассмотрена процедура алгебраизации интегрального уравнения и представлены результаты расчета элементов микрополосковых схем по предложенным соотношениям.

Введение

Рост требований к качеству проектных работ в процессе разработки микрополосковых изделий электронной техники определяет необходимость использования при проектировании электродинамических методов моделирования. В практике электродинамических расчетов микрополосковых структур широкое применение получил метод интегральных уравнений в пространственной области [1–3]. Эффективность этого метода в значительной степени зависит от способа составления коэффициентов матриц, формируемых при алгебраизации интегральных уравнений по методу моментов [1–3].

Коэффициенты матриц вычисляются по функциям Грина микрополосковой структуры. Процедура нахождения функций Грина микрополосковых структур включает в себя два этапа. На первом этапе определяется спектральное представление функции Грина, на втором – осуществляется переход от спектрального представления к пространственным функциям. Численное интегрирование при нахождении оригиналов от спектральных функций на основе обратного преобразования Фурье малоэффективно из-за значительных вычислительных затрат. В [3–5] предложены методы, позволяющие составлять по спектральным функциям Грина их пространственные представления в замкнутой аналитической форме, удобной для расчетов. Методы основаны на аппроксимации спектральных функций Грина микрополосковых структур суммой экспоненциальных функций, оригиналы для которых известны по условиям идентичности Зоммерфельда [4, 5]. Существенным недостатком этих методов является неопределенность выбора интервала и контура аппроксимации в комплексной области, а также вида и количества аппроксимирующих функций. В настоящей работе предлагается иной подход к нахождению аналитических формул для пространственных функций Грина, суть которого состоит в разложении спектральных функций микрополосковой структуры в ряды с последующим преобразованием их членов к виду, обеспечивающему получение оригинала в аналитической форме.

Постановка задачи

Исследуемая микрополосковая структура, представленная на рис. 1, состоит из диэлектрической подложки с относительной диэлектрической проницаемо-

стью ϵ_r и толщиной h . Нижняя поверхность подложки металлизирована, на верхней поверхности наносятся металлические токонесущие плоские проводники. Размеры подложки вдоль осей x, y неограничены.

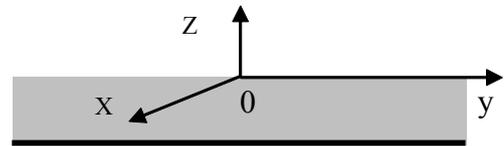


Рис. 1. Микрополосковая структура

Распределение тока на проводниках микрополосковой структуры удовлетворяет интегральному уравнению

$$\mathbf{E}_\tau(r_p) = \int_{s_q} \mathbf{Z}(r_p, r_q) \mathbf{J}_s(r_q) ds_q = 0, \quad (1)$$

где $\mathbf{Z}(r_p, r_q)$ – тензор поверхностного импеданса, связывающий тангенциальные составляющие \mathbf{E}_τ вектора напряженности электрического поля на поверхности металлических проводников с распределенным на них поверхностным током \mathbf{J}_s . В системе координат, указанной на рис. 1, компоненты тензора поверхностного импеданса определяются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} Z_{\tau\tau} &= -j\omega\mu_0 G_{\tau\tau} + \frac{1}{j\omega\epsilon_r\epsilon_0} \frac{\partial G_\tau^q}{\partial \tau}, \\ Z_{xy} &= \frac{1}{j\omega\epsilon_r\epsilon_0} \frac{\partial G_y^q}{\partial x}, \\ Z_{yx} &= \frac{1}{j\omega\epsilon_r\epsilon_0} \frac{\partial G_x^q}{\partial y}, \quad \tau = x, y. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Здесь $G_\tau^q = \partial G_{\tau\tau} / \partial \tau + \partial G_{z\tau} / \partial z$ – функция Грина скалярного электрического потенциала, $G_{x\tau}$ компоненты тензора Грина векторного электрического потен-

циала. Зависимость от времени принята в виде $e^{j\omega t}$.

Функции Грина для пространственной области в общем случае вычисляются в результате интегрирования их спектральных представлений в комплексной области. Для микрополосковой структуры связь между пространственными и спектральными представлениями функций Грина устанавливается соотношениями [3–6]:

$$G_{\tau\tau} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (e^{-jk_{z0}|z-z_0|} + R^{\text{TE}} e^{-jk_{z0}(z+z_0)}) H_0^{(2)}(k_\rho \rho) \frac{k_\rho}{2jk_{z0}} dk_\rho, \quad (3)$$

$$G_{\tau}^q = \frac{1}{4\pi} \frac{\partial}{\partial \tau} \int_{-\infty}^{\infty} \left[e^{-jk_{z0}|z-z_0|} + \frac{k_{z0}^2}{k_\rho^2} (R^{\text{TE}} + R^{\text{TM}}) e^{-jk_{z0}(z+z_0)} \right] \times \\ \times H_0^{(2)}(k_\rho \rho) \frac{k_\rho}{2jk_{z0}} dk_\rho, \quad (4)$$

где $H_0^{(2)}$ – функция Ханкеля второго рода нулевого порядка. Входящие в формулы коэффициенты отражения TE - и TM - волн от слоя диэлектрика вычисляются по соотношениям:

$$R^{\text{TE}} = -\frac{r^{\text{TE}} + e^{-2k_{z1}h}}{1 + r^{\text{TE}} e^{-2k_{z1}h}}, \quad (5)$$

$$R^{\text{TM}} = -\frac{r^{\text{TM}} - e^{-2k_{z1}h}}{1 - r^{\text{TM}} e^{-2k_{z1}h}}. \quad (6)$$

Для коэффициентов отражения от границы раздела сред справедливо:

$$r^{\text{TE}} = \frac{k_{z1} - k_{z0}}{k_{z1} + k_{z0}}, \quad (7)$$

$$r^{\text{TM}} = \frac{k_{z1} - \epsilon_r k_{z0}}{k_{z1} + \epsilon_r k_{z0}}, \quad (8)$$

где $k_{z0}^2 = k_0^2 - k_\rho^2$; $k_{z1}^2 = k_1^2 - k_\rho^2$; $k_1 = \sqrt{\epsilon_r} k_0$; $k_0 = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ – волновое число свободного пространства.

Численное интегрирование в соотношениях (3), (4) для нахождения пространственных зависимостей осложняется наличием полюсов и ветвлений у функций R^{TM} и R^{TE} , требует значительных вычислительных затрат и поэтому неэффективно при решении интегрального уравнения. В связи с этим возникает задача преобразования и аппроксимации подынтегральных выражений с представлением их в форме, допускающей составление результатов интегрирования в явном аналитическом виде.

Теоретические результаты

Искомые аналитические зависимости для функций Грина микрополосковой структуры могут быть получены в случае аппроксимации подынтегральных выражений в формулах (3), (4) суммой функций, оригиналы которых известны. Рассмотрим структуры, удовлетворяющие условию

$$k_0 h \sqrt{\epsilon_r - 1} < \pi/2, \quad (9)$$

которое обеспечивает отсутствие полюсов у функции R^{TE} и наличие одного полюса у функции R^{TM} .

Отсутствие полюсов у функции позволяет с высокой точностью аппроксимировать ее числитель и знаменатель первыми членами экспоненциального ряда и представить следующим соотношением [6]:

$$R^{\text{TE}} = \frac{R_\delta - e^{-jk_{z0}h}}{1 - R_\delta e^{-jk_{z0}h}} \cdot e^{-k_{z0}h}, \quad (10)$$

где $\Gamma_\delta = 1 - \delta h \operatorname{ctg}(\delta h)$, $\delta = k_0 \sqrt{\epsilon_r - 1}$.

Разложим данное соотношение в геометрическую прогрессию, учтем тождество

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(k_\rho) H_n^{(2)}(k_\rho \rho) k_\rho^{n+1} dk_\rho = 2 \int_0^{\infty} f(k_\rho) J_n(k_\rho \rho) k_\rho^{n+1} dk_\rho \quad (11)$$

и применим к членам ряда соотношение идентичности Зоммерфельда [4, 5]:

$$\int_0^{\infty} \frac{e^{-k_{z0}(z-z_0)}}{jk_{z0}} \cdot J_0(k_\rho \rho) k_\rho dk_\rho = \frac{e^{-jk_0 r}}{r}, \quad (12)$$

где $r = \sqrt{(z-z_0)^2 + \rho^2}$ – расстояние от точки источника до точки наблюдения поля, $\rho = \sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}$,

J_n – функция Бесселя n -го порядка, индексом 0 отмечены координаты точечного источника поля.

В результате указанных преобразований функция (3) при $z = z_0 = 0$ будет представлена следующим соотношением:

$$G_{\tau\tau} = \frac{1}{4\pi} \left[\frac{e^{-jk_0 \rho}}{\rho} + \sum_{n=0}^{\infty} R_\delta^{n+1} F_0(n) - R_\delta^n F_0(n+1) \right], \quad (13)$$

$$\text{где } F_0(k) = \frac{e^{-jk_0 \sqrt{\rho^2 + (kh)^2}}}{\sqrt{\rho^2 + (kh)^2}}.$$

В функции (4) выделим составляющую, содержащую R^{TE} , и, выполнив дифференцирование по параметру ρ , преобразуем ее к виду:

$$G_{\tau}^q{}^{\text{TE}} = \frac{-k_0^2}{4\pi} \frac{\partial \rho}{\partial \tau} \int_0^{\infty} R^{\text{TE}} J_1(k_\rho \rho) \frac{1}{jk_{z0}} dk_\rho, \quad (14)$$

где J_1 – функция Бесселя первого порядка.

Аппроксимируем R^{TE} соотношением (10) и воспользуемся формулой

$$\int_0^{\infty} \frac{e^{-jk_{z0}(z-z_0)}}{jk_{z0}} \cdot J_1(k_{\rho}\rho) dk_{\rho} = \frac{j}{k_0\rho} (e^{-jk_0r} - e^{-jk_0(z-z_0)}), \quad (15)$$

которая следует из (12) в результате умножения этого тождества на ρ и интегрирования по этому параметру. После преобразований получим выражение, аналогичное (12), куда включим оригинал от функции $e^{-jk_{z0}|z-z_0|}$ из формулы (4):

$$G_{\tau}^{qTE} = \frac{1}{4\pi} \frac{\partial \rho}{\partial \tau} \left[\frac{\partial}{\partial \rho} \frac{e^{-jk_0\rho}}{\rho} - k_0^2 \sum_{n=0}^{\infty} R_{\delta}^{n+1} F_1(n) - R_{\delta}^n F_1(n+1) \right] \quad (16)$$

где $F_1(k) = \frac{j}{k_0\rho} \left(e^{-jk_0\sqrt{\rho^2+(kh)^2}} - e^{-jk_0(kh)} \right)$.

Составляющую формулы (4), содержащую R^{TM} , запишем в виде:

$$G_{\tau}^{qTM} = \frac{-1}{4\pi} \frac{\partial \rho}{\partial \tau} \int_0^{\infty} \left[\frac{\partial}{\partial \rho} R^{TM} J_0(k_{\rho}\rho) k_{\rho} + k_0^2 R^{TM} J_1(k_{\rho}\rho) \right] \times \frac{e^{-jk_{z0}(z+z_0)}}{jk_{z0}} dk_{\rho}. \quad (17)$$

Функция R^{TM} при выполнении условия (9) содержит один полюс. Для его выделения разложим на простые дроби и аппроксимируем полученное соотношение следующей зависимостью [7]:

$$R^{TM} = R_{kv}^{TM} + R_{sw}^{TM}, \quad (18)$$

где составляющая

$$R_{kv}^{TM} = \frac{R_{\varepsilon} - e^{-j2k_{z0}h}}{1 - R_{\varepsilon} e^{-2jk_{z0}h}} \quad (19)$$

характеризует асимптотическое поведение функции R^{TM} и моделирует квазистатическую компоненту поля в структуре.

Составляющая

$$R_{sw}^{TM} = \frac{2\beta\varepsilon_r}{k_{z0}h - \beta\varepsilon_r} \quad (20)$$

определяет полюс и моделирует поверхностную волну в структуре. В этих соотношениях:

$$R_{\varepsilon} = \frac{1 - \varepsilon_r}{1 + \varepsilon_r}, \beta = \frac{\cos(\delta h) - \Delta}{2\gamma}, \gamma = \frac{\delta h \sin(\delta h) + \delta h \cos(\delta h)}{2\delta h},$$

$$\Delta = \sqrt{\cos(\delta h)^2 + 4\varepsilon_r^2 \gamma \delta h \sin(\delta h)}.$$

Оригиналы от функции R_{kv}^{TM} в формуле (17) составим по аналогии с (13), (16):

$$G_{\tau kv}^{qTM} = \frac{-1}{4\pi} \frac{\partial \rho}{\partial \tau} \sum_{n=0}^{\infty} R_{\varepsilon}^{n+1} \left[\frac{\partial}{\partial \rho} F_0(n) + k_0^2 F_1(n) \right] - R_{\varepsilon}^n \left[\frac{\partial}{\partial \rho} F_0(n+1) + k_0^2 F_1(n+1) \right]. \quad (21)$$

Формулу (20), определив координаты полюса

$$k_s = \sqrt{k_2^2 + (p_2\varepsilon_2)^2 / (h\varepsilon_1)^2} \quad (22)$$

и введя аппроксимацию параметра $k_{z0}h$ экспоненциальной функцией, запишем в виде

$$R_{sw}^{TM} = \frac{4\beta\varepsilon_r}{h} \frac{1}{k_{\rho}^2 - k_s^2} k_{z0} - 2\beta\varepsilon_r \frac{e^{-jk_{z0}h}}{(1 - R_s e^{-jk_{z0}h})}, \quad (23)$$

где $R_s = 1 - \beta$.

Для нахождения оригинала от функции R_{sw}^{TM} воспользуемся соотношениями [4–5, 7]:

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{k_{\rho}^2 - k_s^2} J_0(k_{\rho}\rho) k_{\rho} dk_{\rho} = -\frac{\pi j}{2} H_0^{(2)}(k_s\rho) \quad (24)$$

$$\int_0^{\infty} \frac{1}{k_{\rho}^2 - k_s^2} J_1(k_{\rho}\rho) dk_{\rho} = \frac{-1}{k_s} \left[\frac{\pi}{2} e^{j\pi/2} H_1^{(2)}(k_s\rho) + \frac{1}{k_s\rho} \right], \quad (25)$$

Используя соотношения (23–25), составим по выражению (17) оригинал от функции R_{sw}^{TM} :

$$G_{\tau sw}^{qTM} = \frac{1}{4\pi} \frac{\partial \rho}{\partial \tau} \left\{ \frac{4\beta\varepsilon_r}{h} \left[\frac{\pi j}{2} \frac{\partial}{\partial \rho} H_0^{(2)}(k_s\rho) - \frac{k_0^2 \pi}{2k_s} e^{j\frac{\pi}{2}} H_1^{(2)}(k_s\rho) - \frac{k_0^2}{k_s^2 \rho} \right] + 2\beta\varepsilon_r \sum_{n=0}^{\infty} R_s^n \left[\frac{\partial}{\partial \rho} F_0(n+1) + k_0^2 F_1(n+1) \right] \right\} \quad (26)$$

Полученные зависимости (13) и (16), (21), (26) совместно с соотношениями (2) обеспечивают составление формул для поверхностного импеданса микрополосковой структуры в искомой явной форме.

Численные результаты

Распределение поверхностных токов на проводниках микрополосковых схем определяется в результате решения интегрального уравнения (1). Для алгебраизации интегрального уравнения по методу моментов ток на поверхности проводников представим суммой токов отдельных полосок:

$$\mathbf{J}_s(r) = \sum_n I_n \psi_n(r) \quad (27)$$

В качестве базисных функций ψ_n используем треугольные функции. Искомые амплитуды тока I_n на полосках находятся из решения матричного уравнения

$$\mathbf{Z} \mathbf{I} = \mathbf{U}, \quad (28)$$

где \mathbf{Z} – матрица собственных и взаимных импедансов полосок, \mathbf{I} – вектор амплитуд токов полосок, \mathbf{U} – вектор напряжений от сторонних источников поля на полосках.

Элементы матрицы определяются по функциям Грина поверхностного импеданса микрополосковой структуры следующим образом:

$$Z_{mn} = \int_{s_m} \int_{s_n} \psi_m(r) \mathbf{Z}(r_m, r_n) \psi_n(r) ds_n ds_m, \quad (29)$$

где s_m, s_n – площади m -й и n -й полосок.

Четырехкратное интегрирование в формуле (29) выполняется численно. При вычислении диагональных элементов Z_{nn} матрицы импедансов возникает необходимость в аналитическом взятии интеграла от составляющей функции Грина, содержащей сингулярность. Этот расчет реализуется по формуле [8]

$$\int_{s_n} dx dy \int_{s_n} \frac{dx_0 dy_0}{\sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}} = 2 \left[d_n^2 w_n \operatorname{Arsh} \left(\frac{w_n}{d_n} \right) + w_n^2 d_n \operatorname{Arsh} \left(\frac{d_n}{w_n} \right) + \frac{d_n^3 + w_n^3}{3} - \frac{(d_n^2 + w_n^2)^{3/2}}{3} \right], \quad (30)$$

где d_n, w_n – длина и ширина n -й полоски.

На рис. 2 представлены результаты расчета значений элементов Z_{mn} матрицы импедансов с использованием предложенных формул вычисления функции Z_{xx} поверхностного импеданса микрополосковой структуры. Расчет проводился на частоте $f = 8$ ГГц для подложки с толщиной $h = 1,3$ мм и относительной проницаемостью $\epsilon_r = 10,65$. Графики на рисунке постро-

ены для реальной (кривая 1) и мнимой (кривая 2) частей при изменении вдоль оси x расстояния r между центрами m -й и n -й полосок с размерами $w_n = w_m = 0,24$ мм, $d_n = d_m = 0,24$ мм. Представленные на рисунке результаты совпали с данными работы [4], полученными путем численного интегрирования интегралов в (3), (4) в комплексной области.

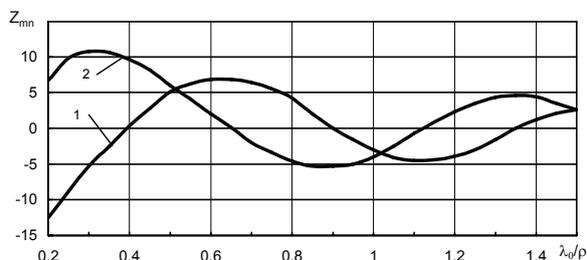


Рис. 2. Зависимость реальной (1) и мнимой (2) частей элемента Z_{mn} матрицы импедансов от нормированного к длине волны расстояния

На рис. 3 приведены результаты расчета частотных зависимостей модуля и фазы коэффициента отражения R от открытого конца микрополосковой линии с параметрами $h = 0,635$ мм, $\epsilon_r = 9,9$, $w = 0,6$ мм. Результаты расчета получены из решения интегрального уравнения (1) при составлении импедансной матрицы в (28) по предложенным формулам вычисления функций Грина. Точками на рисунках отмечены экспериментальные данные из [9].

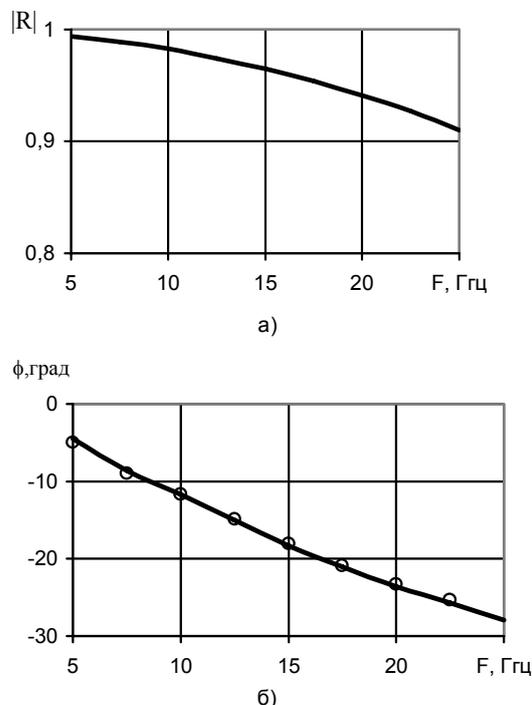


Рис. 3. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) коэффициента отражения от открытого конца микрополосковой линии

Выводы

1. Разработана методика составления явных формул для функций Грина векторного и скалярного электрического потенциалов микрополосковой структуры по их спектральным представлениям. На ее основе получены простые формулы, требующие меньше вычислительных затрат на формирование импедансных матриц и обеспечивают высокую точность вычислений, подтверждающуюся результатами представленных расчетов.

2. Результаты работы могут быть использованы в системах автоматизированного проектирования микрополосковых схем и антенн. В дальнейшем предполагается развитие и применение разработанной методики для решения задач по составлению явных зависимостей для спектральных функций коэффициентов отражения ТЕ и ТМ-волн, имеющих несколько полюсов, характеризующих поверхностные волны в микрополосковой структуре.

Перечень ссылок

1. Katehi P., Alexopoulos N. G. Frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities in millimeter-wave integrated circuits // IEEE Trans. MTT. – 1985. – V. 33, № 10. – P. 1029–1035.
2. Tsai M. J., De Flaviis F., Fordham O., Alexopoulos N. G. Modeling planar arbitrarily shaped microstrip elements in multilayered media // IEEE Trans. MTT. – 1997. – V. 45, № 3. – P. 330–336.

3. Kinayman N., Aksum M. I. Efficient use of closed-form Green's functions for the analysis of planar geometries with vertical connections // IEEE Trans. MTT. – 1997. – V. 45, № 5. – P. 593–602.
4. Tsang L., Huang C., Chan C. H. Surface electric fields and impedance vathix elements jf stratified media // IEEE Trans. MTT. – 2000. – V. 48, № 10. – P. 1533–1543.
5. Yuehe Ge, Karu P. E. New closed-form Green's functions for microstrip structures – theory and results // IEEE Trans. MTT. – 2002. – V. 50, № 6. – P. 1556–1560.
6. Карпуков Л. М. Модель для расчета тензора Грина на микрополосковой структуре в пространственной области // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2001. – № 2. – С. 28–33.
7. Карпуков Л. М., Пиза Д. М. Метод составления функций Грина для моделирования микрополосковых конструкций // Радиоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2002. – № 2. – С. 20–25.
8. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 288 с.
9. Benedek P., Silvester P. Equivalent Capacitances for Microstrip Gaps and Steps. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1972. – Vol. 20, № 11. – P. 729–733.

Поступила в редакцию 08.02.07 г.

Запропонований метод складання в замкнутій формі функцій Гріна векторного і скалярного електричних потенціалів багатоплощинного діелектричного середовища. Отримані аналітичні співвідношення для розрахунку поверхневого імпедансу мікросмужкової структури. Розглянута процедура алгебраїзації інтегрального рівняння і представлені результати розрахунку елементів мікросмужкових схем по запропонованих співвідношеннях.

The compilation method of Green functions of vector and scalar electric potentials of the multilayered dielectric medium in the closed shape is offered. Analytical ratios for a superficial impedance calculation of micro-strip structure are received. The algebraization procedure of the integrated equation is considered and results of the micro-strip circuitry elements calculation on the offered ratios are presented.

УДК 639.2.06

В. М. Дворак, Д. І. Осовский

Регулятор скользящего режима для управления частотой тока валогенератора

В условиях параллельной работы валогенератора с генераторами судовой электростанции путем использования регулятора скользящего режима, функционирующего совместно с фаззи-регулятором, решена задача уменьшения колебаний частоты вращения и угла нагрузки валогенератора.

В судовых электростанциях источником электроэнергии являются дизель-генераторы. В качестве привода гребного винта регулируемого шага (ВРШ) выступает главный двигатель (ГД), приводящий во вращение также валогенератор (ВГ). Для регулирования скорости судна механизм изменения шага поворачивают лопасти винта. Для регулирования частоты враще-

ния главного двигателя (и соответственно частоты тока валогенератора) применяют регуляторы частоты вращения (РЧВ) дизеля.

На переходный процесс изменения частоты тока ВГ влияют динамические характеристики дизеля, генератора, винта. В свою очередь, на характеристики дизеля оказывают влияние условия окружающей среды, из-

нос регулятора частоты вращения и различные эксплуатационные факторы [1]. Динамические характеристики генератора зависят от температуры обмоток, магнитной проницаемости стали, характера и величины нагрузки, количества параллельно работающих генераторов [2]. Гидродинамические характеристики винта изменяются в зависимости от различных дестабилизирующих факторов [3]: скорости движения судна, воздействия волн и ветра; поверхностных течений; коррозии и обрастания корпуса и винторулевого комплекса; ледовой обстановки; главных размеров судна; конфигураций надводной части корпуса и надстроек; положения центра парусности; режима работы судна (ход в грузу, в балласте, буксировка воя, траление, работа на швартовых и др.). Из-за износа деталей регулятора частоты вращения, нарушаются его настройки, изменяются динамические характеристики элементов системы автоматического управления (САУ) главного двигателя, что может привести к дополнительному увеличению колебаний его частоты вращения. Поэтому для уменьшения амплитуды этих колебаний периодические перенастраивают РЧВ.

Требования Регистра морского флота допускают кратковременные колебания частоты ВГ и ДГ в диапазоне не более $\pm 10\%$ в течение 5 секунд, и длительные – в пределах не более $\pm 5\%$. При изменении динамических характеристик винта, генератора, двигателя из-за износа регулятора частоты вращения изменяется свободная составляющая переходного процесса частоты тока валогенератора. Переходный процесс изменения частоты вращения ГД (или частоты тока валогенератора) сопровождается колебаниями большой амплитуды) более 10 %) и затягивается во времени (более, чем на 5 секунд) в зависимости от условий плавания судна. Поэтому валогенератор не включают на постоянную параллельную работу с дизель-генераторами судовой электростанции, особенно, в штормовых условиях. В то же время включение на параллельную работу (ВГ) с дизель-генераторами судовой электростанции (ДГ) является экономически оправданным, так как уменьшает стоимость вырабатываемой электроэнергии на судне.

В известной научно-технической литературе вопросы подробного анализа и эффективного уменьшения колебаний частоты тока валогенератора исследованы недостаточно. В частности, в [3] исследовано влияние только внешних условий на характеристики винта. В книге [4] выполнено математическое моделирование переходного процесса частоты тока валогенератора в условиях волнения моря. В докладе [5] синтезирован регулятор скользящего режима для дизель-генератора без подробного его исследования. В монографии [6] даны рекомендации практического характера по обеспечению устойчивости судового электрооборудования. В книге [1] экспериментально исследованы эксплуатационные факторы, влияющие на работу судовых дизелей. Анализ существующей технической документации для САУ валогенераторов современных судов также показал, что вопросы эффективного управления частотой валогенераторов до настоящего времени мало изучены.

Данная статья посвящена исследованию эффективности использования регулятора скользящего режима и фаззи-регулятора для уменьшения колебаний частоты тока валогенератора при действии дестабилизирующих факторов при различных условиях плавания судна. Указанное уменьшение колебаний частоты тока ВГ служат для обеспечения длительной параллельной работы валогенератора с дизель-генераторами судовой электростанции.

В процессе эксплуатации главного двигателя технически трудно идентифицировать параметры дизеля и винта, влияющие на динамические характеристики нагруженного ГД. В таких условиях эксплуатации для стабилизации частоты вращения ГД наиболее эффективным является применение регулятора скользящего режима. При этом для работы САУ частотой вращения валогенератора с регулятором скользящего режима нет необходимости в идентификации параметров дизеля и винта, а лишь необходимо знать пределы их изменений. Причем, пределы изменений указанных параметров можно легко рассчитать или определить экспериментально. Для реализации алгоритма работы регулятора скользящего режима достаточно контролировать отклонение частоты вращения от заданного значения. При применении регулятора скользящего режима возникают высокочастотные и небольшие по амплитуде колебания частоты валогенератора (в окрестности установившегося значения регулируемой величины). Для уменьшения этих колебаний на практике эффективным является применение фаззи-регулятора [5].

В данной статье исследовался режим работы валогенератора с главным приводом на конкретном примере сейнера – траулера рефрижераторного типа «Альпинист», содержащего главный двигатель 8NVD48A2U (мощностью 970 кВт), валогенератор MCK 113-4 (мощностью 300 кВт, 1500 об/мин), винт ВРШ (с техническими характеристиками $D = 2,15\text{ м}$; $H/D = 0,9$; $z = 3$; $\theta = 0,57$; $n = 250\text{ об/мин}$), три генератора судовой электростанции ГСС 114-8М (мощностью 150 кВт, 750 об/мин).

Линеаризованное уравнение динамики САУ частотой ГД при параллельной работе валогенератора с генераторами судовой электростанции имеет вид [4]:

$$J \cdot p \cdot \Delta\omega = \frac{\partial M_d}{\partial \omega} \cdot \Delta\omega + \frac{\partial M_d}{\partial h} \cdot \frac{1 + T_k \cdot p}{1 + T_k \cdot K_k \cdot p} \cdot \Delta h - \frac{\partial M_z}{\partial \omega} \cdot \Delta\omega - \frac{\partial M_z}{\partial R_n} \cdot \Delta R_n - \frac{\partial M_z}{\partial X_n} \cdot \Delta X_n - \frac{\partial M_z}{\partial i_f} \cdot \Delta i_f - a_1 \cdot \frac{\Delta H}{H_0} + a_4 \cdot f(t), \quad (1)$$

где $f(t) = 2 \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \cdot \left[\gamma_a \cdot (1 - m_a) - \gamma_a \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right] \cdot \sin(\Omega \cdot t), \quad (2)$

$$a_1 = \frac{h_0 \cdot \frac{dM_\partial}{dh}}{M_{\partial 0} \cdot \left(2 - \frac{\omega_0}{M_{\partial 0}} \cdot \frac{dM_\partial}{d\omega} \right)}; \quad a_4 = \frac{1}{D \cdot \left(2 - \frac{\omega_0}{M_{\partial 0}} \cdot \frac{dM_\partial}{d\omega} \right)} \quad (3)$$

Зависимость (2) учитывает характер изменения момента сопротивления гребного винта в условиях волнения моря [4], где: $\gamma_a = 1,21 \dots 27,25$ – гидродинамический коэффициент колебаний момента на винте; $m_a = -2,7 \dots 1,08$ – коэффициент момента на винте;

$$\frac{\Delta H}{H_0} \text{ – относительное изменение шага винта; } \frac{\partial M_\partial}{\partial h},$$

$$\frac{\partial M_\partial}{\partial \omega} \text{ – частные производные момента дизеля соответственно, по положению топливной рейки и по частоте вращения [2]; } M_{\partial 0}, h_0, \omega_0, H_0 \text{ – начальные условия; } D \text{ – диаметр винта; } \Omega \text{ – частота качки судна;}$$

$$\frac{I + T_k \cdot p}{I + T_k \cdot K_k \cdot p} \text{ – передаточная функция звена турбонадува, } T_k \text{ – постоянная времени компрессора турбонадува дизеля, } K_k \text{ – отношение момента дизеля с}$$

надувом к моменту дизеля без надува;

$$\frac{\partial M_\partial}{\partial R_n}, \frac{\partial M_\partial}{\partial X_n}, \frac{\partial M_\partial}{\partial i_f}, \frac{\partial M_\partial}{\partial \omega} \text{ – частные производные}$$

момента валогенератора соответственно по активной нагрузке и реактивной нагрузке, по току возбуждения и частоте вращения (зависимости для которых приведены в [7]); J – суммарный момент инерции ГД, маховика, валогенератора, гребного вала, винта.

Уравнение динамики механизма изменения шага винта имеет вид [4]:

$$T_s \cdot p \cdot \Delta H + \Delta H = \Delta H_{\text{зад}} \quad (4)$$

где T_s – постоянная времени сервомотора, ΔH – текущее изменение шага винта, $\Delta H_{\text{зад}}$ – заданное изменение шага винта.

На основании зависимостей (1)–(4) составим структурную схему САУ скользящего режима ГД (по типу структурной схемы дизель-генераторного агрегата, опубликованной в [7]). Показанная на рис. 1 структурная схема САУ скользящего режима ГД характеризуется действием одного задающего и пяти возмущающих сигналов.

Управляющий выходной сигнал напряжения U_{PCP} и алгоритм работы регулятора скользящего режима (PCP) на рис. 1 описываются зависимостями [5]:

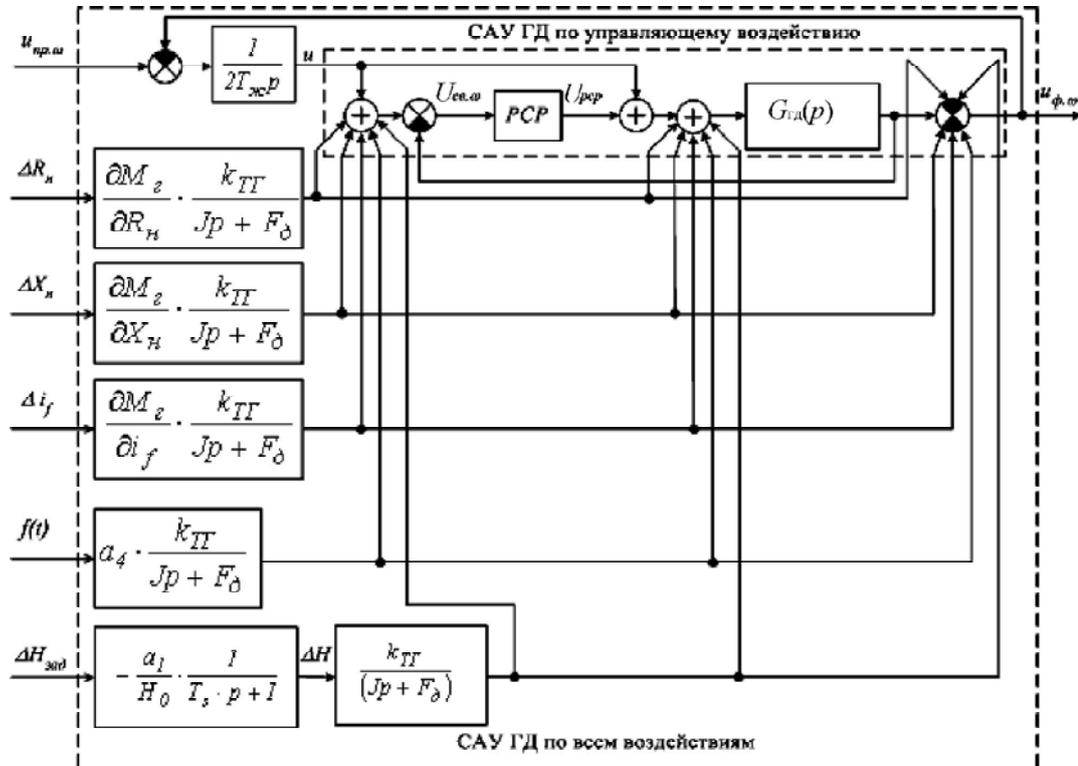


Рис. 1. Структурная схема САУ скользящего режима ГД

$$\left. \begin{aligned}
 U_{pcp} &= U_{c\epsilon,\omega} \Psi_0 + \dot{U}_{c\epsilon,\omega} \Psi_1, \\
 \Psi_0 &= \begin{cases} \alpha_0 \text{ при } U_{c\epsilon,\omega} \left(\frac{U_{c\epsilon,\omega}}{T_{ж}} + \dot{U}_{c\epsilon,\omega} \right) \geq 0 \\ \beta_0 \text{ при } U_{c\epsilon,\omega} \left(\frac{U_{c\epsilon,\omega}}{T_{ж}} + \dot{U}_{c\epsilon,\omega} \right) < 0 \end{cases}; \\
 \Psi_1 &= \begin{cases} \alpha_1 \text{ при } \dot{U}_{c\epsilon,\omega} \left(\frac{U_{c\epsilon,\omega}}{T_{ж}} + \dot{U}_{c\epsilon,\omega} \right) \geq 0 \\ \beta_1 \text{ при } \dot{U}_{c\epsilon,\omega} \left(\frac{U_{c\epsilon,\omega}}{T_{ж}} + \dot{U}_{c\epsilon,\omega} \right) < 0 \end{cases};
 \end{aligned} \right\} (5)$$

где $T_{ж}$ – желаемая постоянная времени переходного процесса изменения частоты вращения ГД; $U_{c\epsilon,\omega}$ – входной сигнал регулятора РСР.

Передаточная функция замкнутой САУ ГД имеет вид:

$$\begin{aligned}
 G_{ГД}(p) &= K_{инп} K_{ред} B \cdot \frac{\partial M_{д}}{\partial h} \cdot (1 + T_{к} p) / \\
 &\left[K_{ТГ} p \cdot (1 + K_{к} T_{к} p) \cdot \left(J p + \frac{\partial M_{з}}{\partial \omega} - \frac{\partial M_{д}}{\partial \omega} \right) + \right. \\
 &\left. + K_{инп} K_{ред} B \cdot \frac{\partial M_{д}}{\partial h} \cdot (1 + T_{к} p) \right], \quad (6)
 \end{aligned}$$

где B – коэффициент передачи сервопривода постоянного тока топливной рейки; $K_{инп}$ – коэффициент передачи источника питания; $K_{ред}$ – коэффициент передачи редуктора; $K_{ТГ}$ – коэффициент передачи тахогенератора (датчика частоты вращения дизеля).

Посредством используемого регулятора скользящего режима структурная схема САУ частотой валогенератора преобразуется от звена третьего порядка к инерционному звену первого порядка с желаемой постоянной времени $T_{ж}$. Алгоритм функционирования фаззи-регулятора описывается следующим образом [2]:

$$\left. \begin{aligned}
 \alpha_0 &= \begin{cases} \frac{\varepsilon \cdot \alpha_{0\max}}{\lambda_{\alpha 0}} \cdot \text{sign}(\alpha_{0\max}) \text{ если } |\varepsilon| \leq \lambda_{\alpha 0}, \\ \alpha_{0\max} \text{ если } |\varepsilon| > \lambda_{\alpha 0} \end{cases}, \\
 \beta_0 &= \begin{cases} \frac{\varepsilon \cdot \beta_{0\max}}{\lambda_{\beta 0}} \cdot \text{sign}(\beta_{0\min}) \text{ если } |\varepsilon| \leq \lambda_{\beta 0}, \\ \beta_{0\min} \text{ если } |\varepsilon| > \lambda_{\beta 0} \end{cases}, \\
 \alpha_1 &= \begin{cases} \frac{\dot{\varepsilon} \cdot \alpha_{1\max}}{\lambda_{\alpha 1}} \cdot \text{sign}(\alpha_{1\max}) \text{ если } |\dot{\varepsilon}| \leq \lambda_{\alpha 1}, \\ \alpha_{1\max} \text{ если } |\dot{\varepsilon}| > \lambda_{\alpha 1} \end{cases}, \\
 \beta_1 &= \begin{cases} \frac{\dot{\varepsilon} \cdot \beta_{1\max}}{\lambda_{\beta 1}} \cdot \text{sign}(\beta_{1\min}) \text{ если } |\dot{\varepsilon}| \leq \lambda_{\beta 1}, \\ \beta_{1\min} \text{ если } |\dot{\varepsilon}| > \lambda_{\beta 1} \end{cases}
 \end{aligned} \right\} (7)$$

где $\varepsilon = \frac{u_{c\epsilon,\omega}}{u_{np,\omega}}$; $\alpha_{0\max}$, $\alpha_{1\max}$, $\beta_{0\min}$, $\beta_{1\min}$ – коэффициенты, определяемые из коэффициентов передаточной функции (6); $\lambda_{\alpha 0}$, $\lambda_{\beta 1}$, $\lambda_{\beta 0}$, $\lambda_{\alpha 1}$ – коэффициенты, подбираемые из диапазона 0,03...0,15.

При изменении индуктивного X_n или активного R_n сопротивлений нагрузки, количества параллельно работающих генераторов, угла между векторами тока нагрузки и генератора, тока возбуждения изменяется угол нагрузки генератора и подача топлива. Это отображено в схеме САУ на рис. 1 тем, что сигналы компенсации действия нагрузки и тока возбуждения подаются на сумматор (перед передаточной функцией $G_{ГД}(p)$). С учетом этого возмущающие сигналы по нагрузке и току возбуждения затем вычитаются из компенсирующих сигналов, показанных в схеме на рис. 1 после передаточной функции $G_{ГД}(p)$. В установившемся режиме производные от всех сигналов обращаются в нуль. Это эквивалентно тому, что в уравнении (6) надо принять: $p=0$. Тогда передаточная функция $G_{ГД}(p)$ образуется в пропорциональное звено с коэффициентом передачи, равным единице. С учетом этого вынужденная составляющая частоты вращения ГД (частоты тока ВГ) не меняется, а изменяется только угол нагрузки синхронного генератора.

Со стороны гребного винта (ВРШ) действуют возмущающие сигналы, которые обусловлены гидродинамическими колебаниями момента на винте и колебаниями погружения винта. Соответствующие компенсирующие сигналы также подаются на сумматор перед передаточной функцией ГД и вычитаются из соответ-

ствующих возмущающих сигналов (после передаточной функции ГД). Следовательно, вынужденная составляющая частоты вращения ГД (частоты тока ВГ) при этом не меняется. Компенсирующие сигналы подаются также на сумматор (на входе регулятора скользящего режима) с фаззи-регулятора САУ главного двигателя, влияя на свободную составляющую выходного сигнала частоты вращения ГД (частоты тока ВГ). Все сигналы возмущения действуют на ГД, преодолевая инерцию дизеля, маховика, винта, валогенератора, гребного вала. Такое воздействие возмущающих сигналов исключает скачкообразное изменение частоты вращения ГД (частоты тока ВГ).

САУ на рис. 1 настроена на технический оптимум, для чего постоянная времени И – регулятора принята равной $2 T_{ж}$. Для САУ ГД, изображенной на рис.1, выполнено моделирование переходного процесса изменения частоты вращения ГД (частоты тока ВГ). Результаты данного моделирования частоты тока f валогенератора (рис. 2, а) и угла нагрузки θ (рис. 2, б) в САУ ГД с регулятором скользящего режима и фаззи-регулятором показали, что амплитуда колебаний параметров f и θ уменьшилась по сравнению с САУ ГД без регу-

лятора скользящего режима (рис. 3) при одинаковых значениях дестабилизирующих факторов: (частоте качки судна $\Omega = 0,2 \dots 1 \text{ с}^{-1}$; гидродинамических колебаниях момента на винте и амплитуде колебаний погружения винта: $\gamma_a = 1,21 \dots 27,25 \text{ о.е.}$, $m_a = -2,7 \dots 1,08 \text{ о.е.}$; электрической нагрузки $R_n = 0,75 \dots 1,1 \text{ о.е.}$ и $X_n = 0,66 \dots 1,1 \text{ о.е.}$; токе возбуждения $i_f = 0,8 \dots 1,043 \text{ о.е.}$; количестве параллельно работающих генераторов 2 или 3.

Без регулятора скользящего режима (рис. 3, б) амплитуда колебаний угла нагрузки превышает 180 градусов, а частота колебаний становится более 5 Гц (что опасно по причине «выпадения» возможного валогенератора из синхронизма). Благодаря уменьшению амплитуды колебаний частоты вращения ГД (частоты тока ВГ), амплитуда колебаний угла нагрузки θ (рис. 2, б) для САУ с регулятором скользящего режима не превышает 8 градусов, что позволяет осуществить длительную параллельную работу валогенератора с генераторами судовой электростанции.

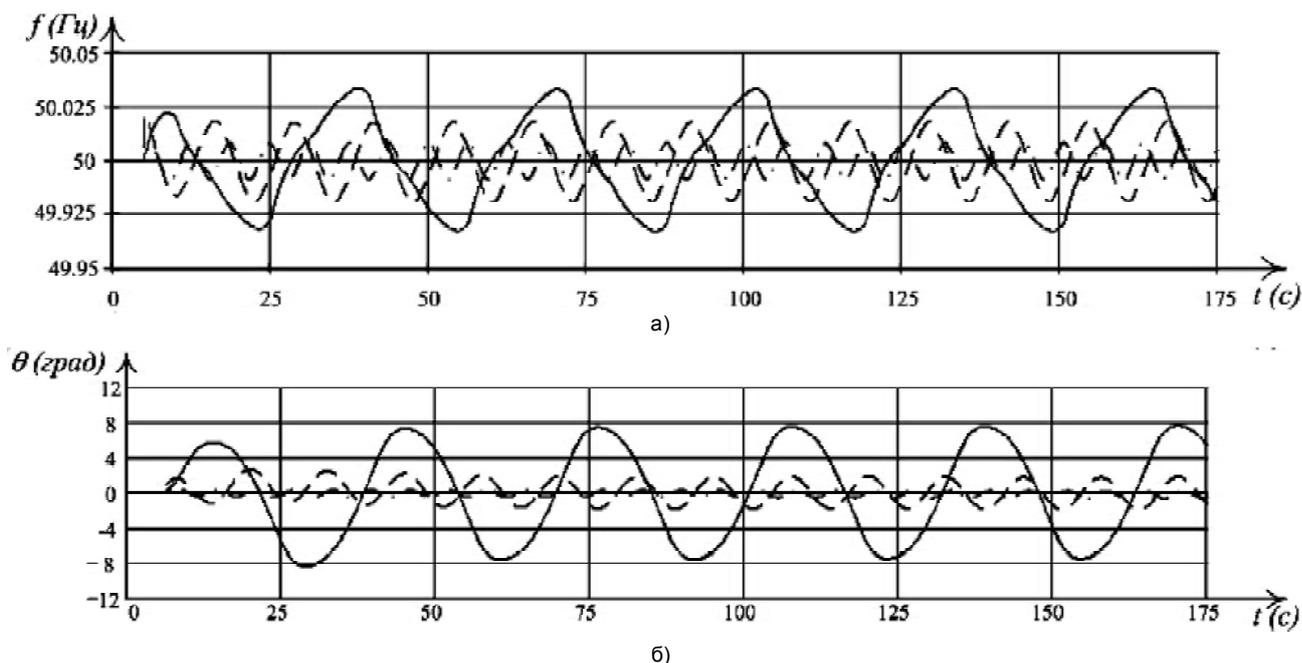
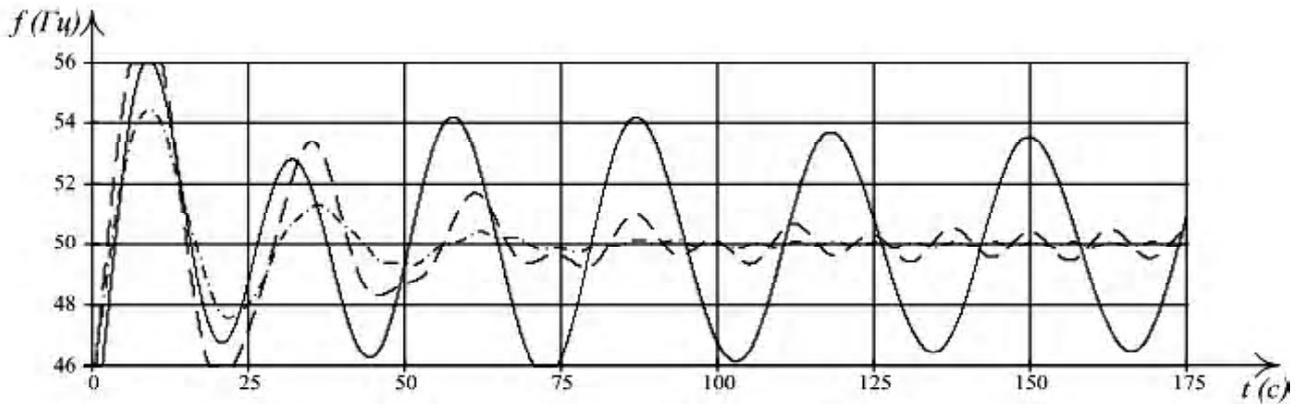
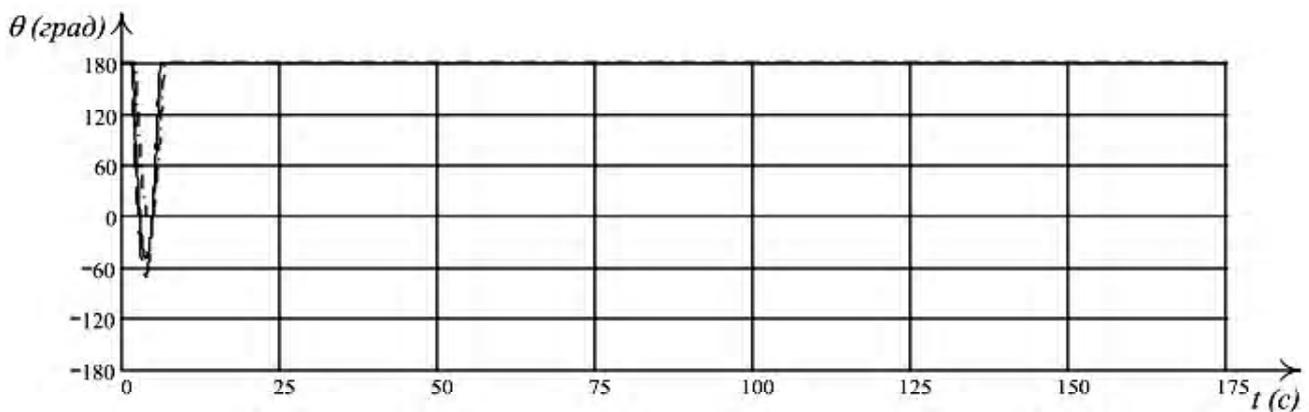


Рис. 2. Переходный процесс изменения частоты (а) и угла нагрузки; (б) валогенератора с использованием регулятора скользящего режима и фаззи-регулятора:

- при $\Omega = 0,2 \text{ с}^{-1}$, $m_a = -2,7 \text{ о.е.}$, $\gamma_a = 27,25 \text{ о.е.}$, $X_n = 0,6 \text{ о.е.}$, $R_n = 1 \text{ о.е.}$, $I_f = 1,043 \text{ о.е.}$, $K_d = 3 \text{ о.е.}$,
 $K_q = 0,8 \text{ о.е.}$;
- - - при $\Omega = 0,5 \text{ с}^{-1}$, $m_a = -1,5 \text{ о.е.}$, $\gamma_a = 15 \text{ о.е.}$, $X_n = 0,234 \text{ о.е.}$, $R_n = 0,75 \text{ о.е.}$, $I_f = 0,9 \text{ о.е.}$, $K_d = 2 \text{ о.е.}$,
 $K_q = 0,8 \text{ о.е.}$;
- · - при $\Omega = 1 \text{ с}^{-1}$, $m_a = -1,08 \text{ о.е.}$, $\gamma_a = 7 \text{ о.е.}$, $X_n = 0,66 \text{ о.е.}$, $R_n = 1,1 \text{ о.е.}$, $I_f = 0,8 \text{ о.е.}$, $K_d = 2,5 \text{ о.е.}$,
 $K_q = 1,1 \text{ о.е.}$.



а)



б)

Рис. 3. Переходный процесс изменения частоты (а) и угла нагрузки (б) валогенератора без использования регулятора скользящего режима и фаззи-регулятора:

- при $\Omega = 0,2 \text{ с}^{-1}$, $m_a = -2,7 \text{ о.е.}$, $\gamma_a = 27,25 \text{ о.е.}$, $X_n = 0,6 \text{ о.е.}$, $R_n = 1 \text{ о.е.}$, $I_f = 1,043 \text{ о.е.}$, $K_d = 3 \text{ о.е.}$
 $K_q = 0,8 \text{ о.е.}$;
- - - при $\Omega = 0,5 \text{ с}^{-1}$, $m_a = -1,5 \text{ о.е.}$, $\gamma_a = 15 \text{ о.е.}$, $X_n = 0,234 \text{ о.е.}$, $R_n = 0,75 \text{ о.е.}$, $I_f = 0,9 \text{ о.е.}$, $K_d = 2 \text{ о.е.}$
 $K_q = 0,8 \text{ о.е.}$;
- · - при $\Omega = 1 \text{ с}^{-1}$, $m_a = -1,08 \text{ о.е.}$, $\gamma_a = 7 \text{ о.е.}$, $X_n = 0,66 \text{ о.е.}$, $R_n = 1,1 \text{ о.е.}$, $I_f = 0,8 \text{ о.е.}$, $K_d = 2,5 \text{ о.е.}$,
 $K_q = 1,1 \text{ о.е.}$

Вывод

Проведенные исследования свидетельствуют об эффективности применения регулятора скользящего режима совместно с фаззи-регулятором для уменьшения амплитуды колебаний частоты тока и угла нагрузки валогенератора. В частности, в условиях плавания судна и при действии существующих дестабилизирующих факторов, влияющих на характеристики главного двигателя и валогенератора, амплитуда колебаний угла нагрузки не превышает 8 градусов. Благодаря малой амплитуде колебаний угла нагрузки создаются условия для длительной параллельной работы валогенератора и генераторов судовой электростанции.

Перечень ссылок

1. Теоретические основы эксплуатации судовых дизелей // В. Ю. Гиттис, В. Л. Бондаренко, Т. П. Ефимов и др. – М.: Транспорт, 1965. – 376 с.
2. Колодяжный В. В., Дворак В. Н. Стабилизация динамических и статических характеристик контура регулирования напряжения судового синхронного генератора // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2006. – Вип. 66. – С. 391–393.
3. Шостак В. П., Гершаник В. И. и др. Проектирование пропульсивной установки судов с прямой передачей мощности на винт: Учебное пособие. – Николаев: УГМТУ, 2003. – 500 с.

4. Богомолов В. С. Судовые электроэнергетические установки подчиненного управления. /Ред. С. А. - Горбунова; Калининград: Кн. изд-во. 1996. – 240 с.
5. Дворак В. Н. Стабилизация динамических характеристик автоматизированного дизель-генераторного агрегата // Матеріали міжнародної науково-технічної конференції «Електротехніка і електромеханіка ЕТЕМ-2005». – Миколаїв, 2005. – С. 16–21.
6. Болотин Б. И., Вайнер В. Л. Инженерные методы расчетов устойчивости судовых автоматизированных систем. – Л.: Судостроение, 1974. – 332 с.
7. Дворак В. Н. К расчету реакции САУ скользящего режима дизель-генераторного агрегата на внезапное изменение нагрузки и возбуждения // Рыбное хозяйство Украины.– 2006. –№7. – С. 7–8.

Поступила в редакцию 27.10.06 г.

После доработки 28.02.07г.

В умовах паралельної роботи валогенератора з генераторами судової електростанції шляхом використання регулятора ковзного режиму, що функціонує разом з фази-регулятором, вирішена задача зменшення коливань частоти обертання й кута навантаження валогенератора.

The parallel work of shaft-generator with generators of ship power station using the sliding mode regulator that functions together with a fuzzy-regulator, the problem of reduction of rotation frequency fluctuations and of shaft-generator loading corner is solved.

УДК 621.314.5

В. В. Семенов, Г. Н. Стрункин, С. А. Попов

Потери мощности в инверторах с однополярной и двуполярной широтно-импульсной модуляцией

В статье рассмотрена задача расчета мощности динамических потерь в силовых полупроводниковых приборах инверторов с одно- и двуполярной ШИМ. Приведены зависимости полных потерь мощности потерь в ключах от несущей частоты и рабочего напряжения.

Как известно, серьезным недостатком преобразователей частоты на базе автономных инверторов напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) является снижение их коэффициента полезного действия (КПД) с ростом несущей частоты, связанное с ростом потерь при коммутации силовых приборов. Одно из возможных решений проблемы заключается в применении схем многоуровневых инверторов, позволяющих уменьшить напряжения, прикладываемые к силовым приборам. В этой связи особый интерес вызывает схема трехуровневого АИН [1], позволяющая формировать однофазное напряжение методом однополярной широтно-импульсной модуляции (ОШИМ). Достоинством этой схемы является и то обстоятельство, что к силовым приборам прикладывается напряжение, вдвое меньшее, чем в классической схеме, формирующей двуполярную ШИМ (ДШИМ). Однако, увеличение количества силовых приборов, включенных в контуре тока нагрузки, приводит к росту мощности статических потерь [2]. Вопрос оценки мощности динамических потерь, а также полных потерь в ключах трехуровневого инвертора в современной литературе освещен недостаточно. Данная статья посвящена оценке динамических потерь в силовых приборах однофазных инверторов напряжения с ОШИМ и ДШИМ при жесткой коммутации, а также сравнению полных потерь в этих схемах.

Схемы однофазных инверторов напряжения с ДШИМ и ОШИМ приведены на рис. 1. Работа схем до-

статочно подробно рассмотрена в [1–3]. Будем считать, что устройства формирования траектории переключения приборов (снабберы) не используются, и силовые приборы работают в режиме так называемой «жесткой» коммутации. Такой режим происходит, например, в преобразователях небольшой мощности при использовании интеллектуальных модулей на основе IGBT, в которых подключение снабберов затруднено.

Для оценки коммутационных потерь в транзисторах инвертора рассмотрим более детально процессы при их включении и выключении. Предположим, что при включении транзистора ток коллектора нарастает по линейному закону [4]:

$$I_m(t) = I_m \frac{t}{t_{\text{вкл}}}, \quad (1)$$

где I_m – ток, протекающий через транзистор, $t_{\text{вкл}}$ – время включения транзистора.

При жесткой коммутации, как показано на рис. 2, а, напряжение между коллектором и эмиттером транзистора при нарастании коллекторного тока остается постоянным и мгновенно спадает лишь после того, как происходит восстановление сопротивления обратного диода. С учетом этого процессы при включении можно разбить на два интервала. На первом (от нуля до $t_{\text{вкл}}$) протекает линейно изменяющийся ток при пол-

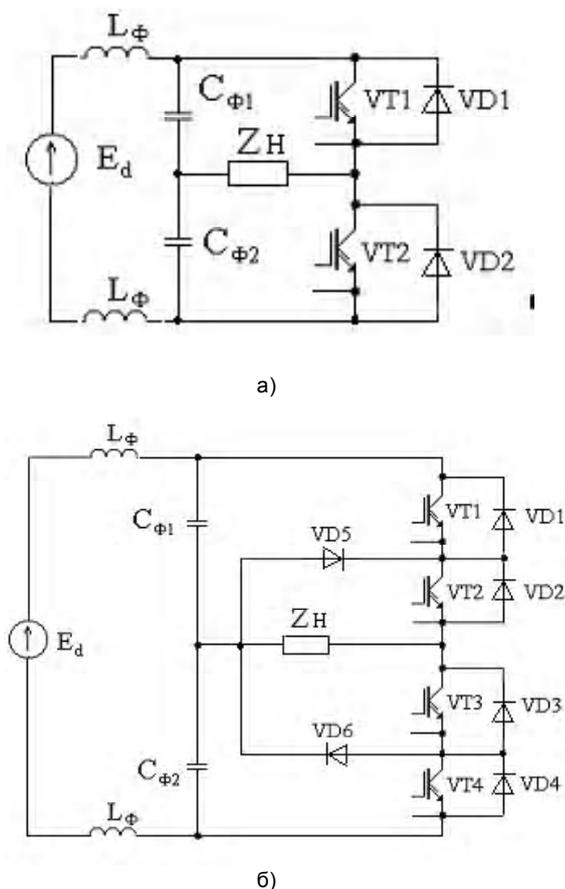


Рис. 1. Упрощенные электрические схемы инверторов: а) АИН с ДШИМ; б) АИН с ОШИМ

ном напряжении. На втором (от $t_{\text{вкл}}$ до $t_{rr}/2$) ток коллектора транзистора равен сумме тока нагрузки и обратного тока диода. Предположим, что диод закроется в момент времени $t_{rr}/2$, а, значит, через транзистор должен пройти заряд $Q_{rr}/2$, где t_{rr} и Q_{rr} – соответственно время и заряд обратного восстановления диода. Тогда энергию потерь при включении можно вычислить по уравнению:

$$W_{\text{вкл}} = \int_0^{t_{\text{вкл}}} U I_m \frac{t}{t_{\text{вкл}}} dt + U \cdot \left(\frac{I_m t_{rr} + Q_{rr}}{2} \right) = \frac{U}{2} \cdot (I_m t_{\text{вкл}} + I_m t_{rr} + Q_{rr}), \quad (2)$$

где U – напряжение на транзисторе в закрытом состоянии.

Аналогично, в процессе выключения можно предположить, что ток коллектора линейно спадает:

$$I_m = I_m \left(1 - \frac{t}{t_{\text{выкл}}} \right), \quad (3)$$

а напряжение между коллектором и эмиттером мгновенно нарастает, как показано на рис. 2, б. Тогда энергию потерь при выключении $W_{\text{выкл}}$ определим как:

$$W_{\text{выкл}} = \int_0^{t_{\text{выкл}}} U I_m \left(1 - \frac{t}{t_{\text{выкл}}} \right) dt = \frac{I_m U}{2} \cdot t_{\text{выкл}}, \quad (4)$$

где $t_{\text{выкл}}$ – время выключения.

При использовании IGBT в качестве ключей, приходится учитывать влияние так называемого «токового хвоста» – спада тока коллектора вследствие рассеивания не основных носителей заряда (разряд диффузионной емкости коллекторного перехода). Известно, что заряд диффузионной емкости пропорционален протекающему току. В статье [5] представлена эмпирическая зависимость заряда Q_{tail} от тока для приборов на средние мощности:

$$Q_{\text{tail}} \approx 3 \cdot 10^{-7} I_m, \quad (5)$$

с учетом чего находится энергия потерь «токового хвоста» W_{tail} :

$$W_{\text{tail}} = Q_{\text{tail}} U \approx 3 \cdot 10^{-7} I_m U. \quad (6)$$

Для расчета коммутационных потерь диодов достаточно учесть лишь энергию выключения [4] (процесс выключения диода показан на рис. 2, в):

$$W_{VD} = \frac{1}{2} Q_{rr} U. \quad (7)$$

При различных видах ШИМ и активно-индуктивной нагрузке амплитуда импульсов тока через прибор изменяется по синусоидальному закону. В схеме инвертора с ДШИМ транзисторы и диоды проводят ток в течение половины периода, а среднее значение коллекторного тока транзистора и анодного тока диода определяется соотношением:

$$I_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_m}{\pi}. \quad (8)$$

Для диодов средний заряд обратного восстановления, который пропорционален протекающему току, находится аналогично:

$$Q_{rr\text{ср}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} Q_{rr} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{Q_{rr}}{\pi}. \quad (9)$$

Для инвертора с ОШИМ можно учесть коммутационные потери только транзисторов VT1, VT4, так как остальные транзисторы часть периода проводят ток непрерывно, а оставшуюся часть работают при нулевом напряжении, что дает право пренебречь их коммутационными потерями. Кроме того, следует еще раз отметить, что все полупроводниковые приборы в трехуровневом АИН работают при половинном напряжении $E_d/2$.

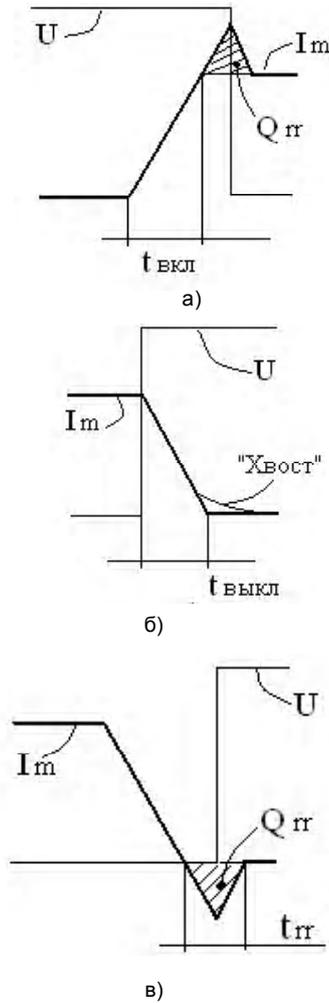


Рис. 2. Временные диаграммы: а) включения транзистора; б) выключения транзистора; в) включения диода

Таким образом, среднее значение коллекторного тока транзисторов рассчитывается в виде:

$$I_{ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} I_m \sin \vartheta d\vartheta = \frac{I_m}{2\pi} \cdot (1 + \cos \varphi), \quad (10)$$

где φ – угол между первой гармоникой выходного напряжения и током нагрузки.

Средние заряды для диодов VD5, VD6 можно определить по формуле (9), а для диодов VD1–VD4 – из соотношения:

$$Q_{rrcp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi} Q_{rr} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{Q_{rr}}{2\pi} \cdot (1 - \cos \varphi). \quad (11)$$

В любой схеме мощность динамических потерь, которая пропорциональна полной энергии коммутации и частоте переключения, можно определить по формуле:

$$P_{Дин} = W \cdot f_H, \quad (12)$$

где W – суммарная энергия коммутации, равная сумме энергий включения, выключения и энергии «хвоста»; f_H – несущая частота.

Тогда для инвертора с ДШИМ будем иметь:

$$P_{Дин}^{ДШИМ} = \frac{U}{\pi} \cdot [t_{вкл} + t_{выкл} + t_{rr} + 1,5 \cdot 10^{-7}] \cdot I_m + 2Q_{rr} \cdot f_H; \quad (13)$$

и, соответственно, для инвертора с ОШИМ:

$$P_{Дин}^{ОШИМ} = \frac{U}{2\pi} [(1 + \cos \varphi) \cdot (t_{вкл} + t_{выкл} + t_{rr} + 1,5 \cdot 10^{-7}) \cdot I_m + (5 - \cos \varphi) \cdot Q_{rr}] \cdot f_H. \quad (14)$$

Параметры $t_{вкл}$, $t_{выкл}$, Q_{rr} , t_{rr} можно найти в справочных материалах фирм-производителей полупроводниковых приборов.

Другой важной составляющей потерь в ключах являются статические потери. Их значение можно вычислить по формулам, приведенным в работе [2]. На рис. 3, а представлены результаты мощности полных потерь расчета от несущей частоты для АИН с ДШИМ и АИН с ОШИМ, отнесенных к мощности нагрузки при рабочем напряжении 300 В, выполненные для приборов фирмы International rectifier [6]. Аналогичные зависимости, рассчитанные для напряжения 600 В, показаны на рис. 3, б. Представленные зависимости показывают, что с рос-

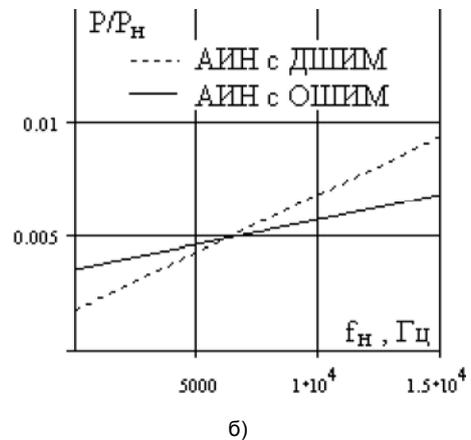
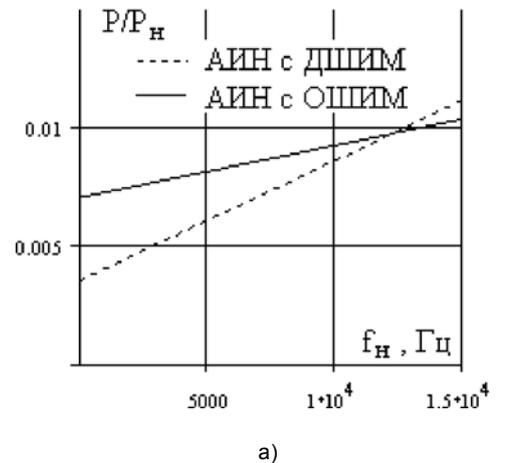


Рис. 3. Зависимость мощности потерь в инверторах от несущей частоты: а) при напряжении 300 В; б) при напряжении 600 В.

том несущей частоты динамические потери мощности увеличиваются. При низких частотах, когда преобладают статические потери мощности, полные потери в АИН с ОШИМ становятся больше. При повышении напряжения и несущей частоты начинают преобладать динамические потери мощности. В этом случае полные потери становятся больше в АИН с ДШИМ.

На рис. 4 показана зависимость полных потерь мощности от выходного напряжения инверторов (при использовании IGBT с рабочим напряжением до 1200 В при несущей частоте 10 кГц). График иллюстрирует возможную область применения инверторов по рабочему напряжению, ориентировочно позволяя произвести выбор схемы, исходя из мощности полных потерь в ключах.

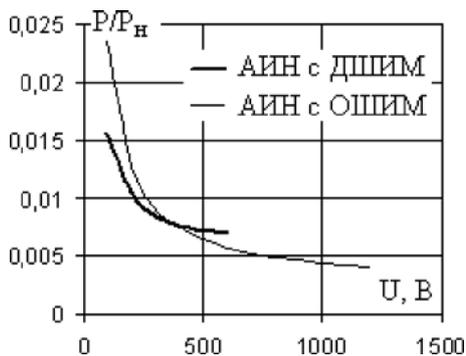


Рис. 4. Зависимость мощности потерь в инверторах от рабочего напряжения

С использованием предложенных выражений и данных из [6] были рассчитаны полные потери мощности в силовых полупроводниковых приборах инверторов напряжения мощностью 2,5 кВт при напряжении 220 В и 600 В ($\varphi = 0,8$, коэффициент модуляции $M = 0,9$).

Вывод

1. При низких значениях рабочих напряжений (до 400–500 В) и частотах (до 10 кГц), независимо от типа применяемых IGBT (S, F, U, K или W), полная мощность потерь в АИН с ДШИМ меньше, чем в АИН с ОШИМ, что говорит о целесообразности применения первой схемы.

2. При использовании недорогих транзисторов (типа S), в АИН с ДШИМ невозможно использовать частоты модуляции выше 2–3 кГц, так как это может привести к завышенным массогабаритным показателям выходного фильтра [1]. В трехуровневом инверторе, благодаря

меньшим коммутационным потерям схемы, удается повысить рабочую частоту до 4–5 кГц для этого типа приборов (что оказывается предпочтительнее, чем использование высоковольтных приборов типа F, U, K или W в АИН с ДШИМ).

3. При повышении рабочего напряжения (свыше 500 В) на практике предпочтительнее оказывается переход к инвертору с ОШИМ, так как из-за его низких динамических потерь суммарные потери в инверторе оказываются меньшими, чем у АИН с ДШИМ. В пользу этой схемы в данном случае свидетельствует и то обстоятельство, что, используя низковольтные транзисторы с меньшей стоимостью, возможно получение более благоприятного спектра выходного напряжения.

4. Важно заметить, что при использовании относительно менее быстродействующих приборов с меньшим прямым падением напряжения, в АИН с ОШИМ наблюдается определенная компенсация повышенных статических потерь в сравнении с двухуровневой схемой, для которой требуется применение высоковольтных транзисторов (у которых прямое падение напряжения больше).

5. В целом трехуровневая схема позволяет увеличить рабочую частоту для всех типов транзисторов примерно в 1,5 раза по сравнению с АИН с ДШИМ.

Перечень ссылок

1. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
2. Переверзев А. В., Семенов В. В., Струнkin Г. Н. Расчет рабочих режимов силовых приборов в полумостовой схеме инвертора напряжения с однополярной ШИМ // Электротехника та електроенергетика. – 2006. – №2. – С. 8–12.
3. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника. Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
4. Уильямс Б. Силовая электроника: приборы, применение, управление. Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 240 с.
5. Al-Naseem Osama A, Erickson Robert W and Palmer Carlin. Prediction of Switching Loss Variations by Averaged Switch Modeling [C]. In: IEEE Applied Power Electronics Conference, New Orleans: APEC. 2000. – P. 242–248.
6. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додека-XXI, 2001. – 384 с.

Поступила в редакцию 23.01.07 г.

После доработки 22.02.07г.

У статті розглянуто задачу розрахунку потужності динамічних витрат у силових напівпровідникових приладах інверторів з одно- та двополярною ШІМ. Наведено залежності повних витрат потужності у ключах від несучої частоти та робочої напруги.

In the paper the power semiconductor losses in the inverters with one-side and two-side PWM is calculated. Dependences of total losses in switch device from switching frequency and working voltage are given.

Оценка режима работы емкостного накопителя в высоковольтных генераторах наносекундных импульсов

Выполнен анализ режима работы емкостного накопителя при раннем отключении полупроводникового прерывателя тока в высоковольтных генераторах наносекундных импульсов и предложены рекомендации по выбору оптимального момента отключения прерывателя.

С обнаружением SOS-эффекта (наносекундного обрыва сверхплотных токов) появилась возможность разрабатывать генераторы наносекундных импульсов с улучшенными техническими характеристиками (по сравнению с генераторами с использованием магнитных ключей) и более продолжительным сроком службы (по сравнению с генераторами на плазменных приборах) [1]. SOS-эффект был открыт в 1992 г. в полупроводниковых диодах, и это позволило создавать генераторы импульсов наносекундного диапазона с использованием индуктивного накопителя и полупроводникового прерывателя тока [2]. Такой подход, как отмечено в [3], позволяет технически просто получать значения напряжений порядка сотен киловольт, а также относительно просто обеспечить требуемый уровень изоляции при формировании высоковольтных коротких импульсов. Кроме этого, в индуктивном накопителе обеспечивается более высокая плотность запасаемой энергии, чем в случае емкостного накопителя.

В качестве прерывателя тока индуктивного накопителя в генераторах стали применяться высоковольтные полупроводниковые диоды с SOS-эффектом (или SOS-диоды) [4]. Как известно, генераторы на основе SOS-диодов могут работать с высокой частотой следования импульсов, что обеспечивает достижение высокой удельной средней мощности. Таким образом, генераторы этого типа компактны, надежны и имеют длительный срок службы.

Несмотря на недавнее появление генераторов на основе SOS-диодов, они нашли широкое применение в разнообразных высокотехнологических приложениях: очистка и дезинфекция воды, накачка газовых лазеров, ионизация воздуха стримерным разрядом для удаления токсичных примесей, электросинтез озона и др. Генераторам на SOS-диодах посвящено множество публикаций, в которых публикуются экспериментальные данные, полученные при исследовании макетных образцов генераторов наносекундных импульсов, а также результаты испытания полупроводниковых прерывателей (например [1, 2, 4–6]).

Одним из основных факторов, который влияет на величину энергии, отдаваемой из выходного контура генератора в нагрузку, является момент отключения полупроводникового прерывателя. В работе [2] был экспериментально исследован генератор, в котором наблюдался режим раннего отключения тока прерывателем и было установлено, что такой режим повышает значение отдаваемой энергии в нагрузку. Цель уве-

личения энергии, отдаваемой в нагрузку, заставляет осуществлять выбор момента отключения прерывателя на этапе разработки генератора, так как не всегда только подстройкой параметров выходного контура генератора можно добиться оптимального результата. Однако, до настоящего времени процессы отдачи энергии в нагрузку для таких емкостных накопителей и пути повышения их эффективности работы изучены недостаточно. Поэтому в статье предлагается детальное рассмотрение процесса отдачи энергии в нагрузку и разработка рекомендаций по выбору оптимального момента отключения полупроводникового прерывателя тока, что является актуальным и востребованным практикой.

На первом этапе рассмотрим наносекундный обрыв сверхплотных токов полупроводниковым прерывателем. Экспериментальное исследование SOS-эффекта в работах в [5, 6] показало, что эффект резкого обрыва обратного тока наблюдался в высоковольтных выпрямительных диодах, предназначенных для выпрямления переменного тока, следующих типов: КЦ105Д, КЦ201Е, СДЛ 0,4–500 и др. При этом время обрыва обратного тока было существенно меньше времени жизни дырок в базе диодов.

На рис. 1. изображены зависимости тока через прерыватель и напряжения на нем от времени, которые демонстрируют эффект резкого обрыва тока (SOS-эффект). Из этого рисунка следует, что ток через прерыватель до момента обрыва изменяется во времени по синусоидальному закону.

Импульс прямого тока I_F , протекающего в течение времени t_F , обеспечивает заполнение электронно-дырочной плазмой базы диода и таким образом создает прямую накачку носителями прерывателя; импульс обратного тока I_R , протекающий в течение времени t_R , создает обратную накачку прерывателя. При обрыве тока на прерывателе появляется напряжение U_{VD} . Длительность импульса напряжения t_p (определяемая параметрами выходного контура и нагрузки генератора) соизмерима с длительностью обрыва тока прерывателем t_0 .

Экспериментальные исследования из [2] показали, что в полупроводниковом диоде подбором плотности тока и времени накачки удается достичь режима нано-

секундного обрыва сверхплотных токов, т. е. в диоде в этом случае наблюдается SOS-эффект. При этом времени обрыва тока t_0 может быть на порядок меньше длительности протекания обратного тока t_R . График, который демонстрирует область существования SOS-эффекта для диодов типа КЦ105Д, представлен на рис. 2 (на нем область SOS-эффекта выделена в виде прямоугольника). Из графика видно, что для диодов типа КЦ105Д (длина базы 100 мкм, площадь структуры $0,02 \text{ см}^2$) резкий обрыв обратного тока, характеризующийся временем обрыва тока $t_0 = 8-10 \text{ нс}$, наблюдается в области значений времени прямой накачки $t_F = 100-200 \text{ нс}$ и плотности прямого тока $J_F = 10-60 \text{ кА/см}^2$.

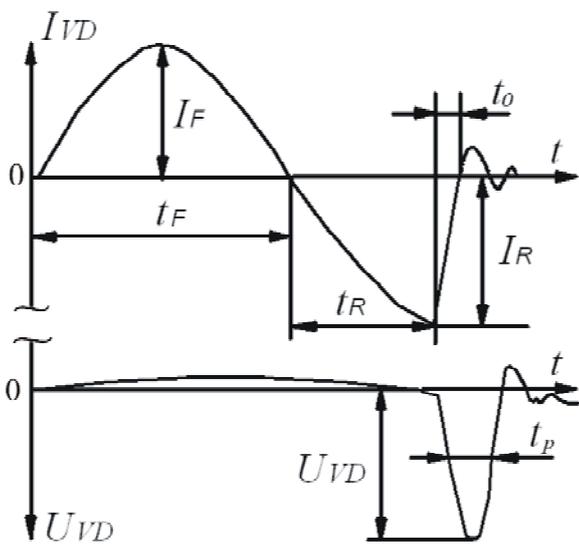


Рис. 1. Зависимость тока через прерыватель и напряжения на нем от времени

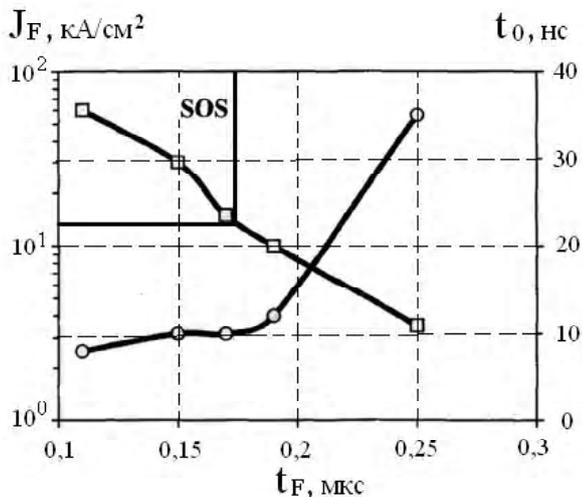


Рис. 2. Зависимость плотности тока прямой накачки J_F и времени обрыва тока t_0 от длительности прямой накачки t_F

Диод, работающий в области SOS-эффекта, по характеристике отключения является диодом с «жестким» режимом восстановления. Под коэффициентом жесткости понимается отношение длительности фазы высокой обратной проводимости к времени спада обратного тока. У диодов, работающих в режиме SOS-эффекта, коэффициент жесткости может достигать 10. При переключении в контуре с индуктивным накопителем в нагрузке перенапряжения могут составить 200–300 %.

Схема из работы [7], которая позволяет осуществить прямую и обратную накачку прерывателя, приведена на рис. 3. По существующей классификации она относится к двухконтурной схеме накачки. В данной расчетной эквивалентной схеме накачки прерывателя используется следующее допущение: нелинейные магнитные самонасыщающиеся ключи заменены идеальными ключами S_1, S_2 и линейными индуктивностями L_1, L_2 соответственно. Таким образом, при анализе не учитываются процессы перемагничивания сердечников магнитных ключей. Такое допущение справедливо при рассмотрении основных электромагнитных процессов в контурах схемы, так как время переключения магнитного ключа гораздо меньше длительности протекания тока через прерыватель.

Схема на рис. 3 состоит из двух контуров: прямой накачки прерывателя и обратной накачки. Конденсатор C_1 предварительно заряжен до напряжения U_0 . При замыкании ключа S_1 конденсатор подключается к высоковольтному диоду VD через индуктивность L_1 . Через диод VD протекает прямой ток, образуя контур прямой накачки. Прямая накачка диода заканчивается в момент перехода прямого тока через нулевой уровень. При последующем замыкании ключа S_2 и размыкании S_1 происходит включение в последовательную цепь с диодом VD и индуктивностью L_2 конденсатора C_2 . Через диод VD протекает обратный ток, образуя контур обратной накачки. Разделение контуров прямой и обратной накачки прерывателя позволяет регулировать длительность протекания обратного тока через прерыватель (независимо от контура прямой накачки).

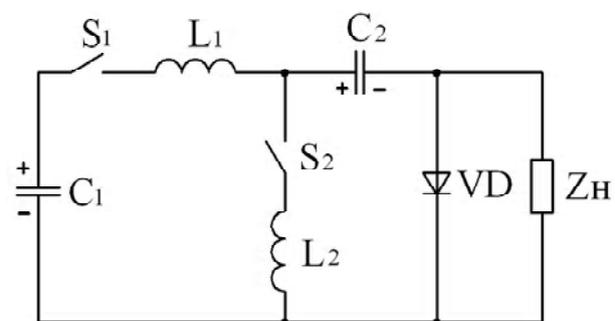


Рис. 3. Расчетная схема двухконтурной накачки полупроводникового прерывателя тока

При отключении тока прерывателем, когда ток через него достигает амплитудного значения (на рис. 4), накопительный конденсатор обратной накачки C_2 (на рис. 3) подзаряжается (в течение длительности выходного импульса) до напряжения ΔU_{C2} , которое показано на рис. 4. Таким образом, не вся начальная энергия накопителя поступает в нагрузку. Это наблюдается в том случае, когда длительность формируемого импульса лишь в несколько раз меньше длительности обратной накачки. При раннем отключении тока прерывателем (т. е., когда ток прерывателя не достиг амплитудного значения) практически всю энергию накопителя (без учета активных потерь) удастся на практике передать в нагрузку.

На рис. 4. пунктирной линией изображен обрыв тока в случае раннего отключения тока прерывателем. Этому случаю отключения тока прерывателем соответствует на рис. 4. значение угла ψ отключения тока, отсчитываемого (в направлении запаздывания) относительно точки начала процесса обратной накачки прерывателя. При этом значение угла ψ , исходя из условия раннего отключения тока, должно быть меньше, чем $\pi/2$, на некоторый угол β . Угол β (который отсчитывается влево от точки перехода напряжения на конденсаторе C_2 через ноль) в дальнейшем будем называть углом опережения.

Угол опережения связан с углом отключения тока прерывателем следующим соотношением:

$$\psi = \frac{\pi}{2} - \beta. \quad (1)$$

Напряжение на емкостном накопителе C_2 до обрыва тока изменяется по косинусоидальному закону:

$$u_{C2}(\vartheta) = U_{C02} \cos \vartheta, \quad (2)$$

где $\vartheta = \omega_R t$ – относительное время, ω_R – круговая частота контура обратной накачки.

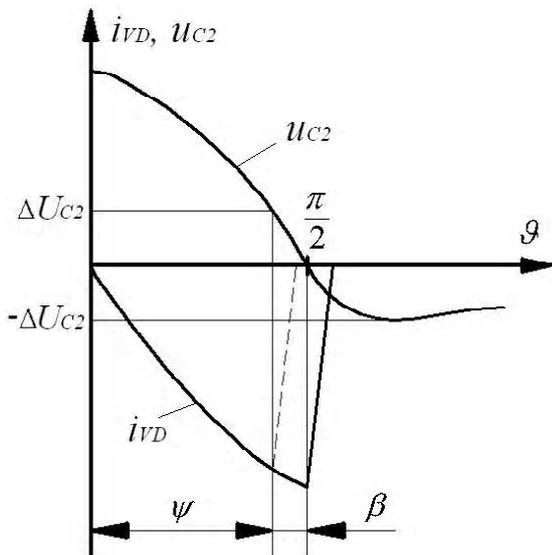


Рис. 4. Работа прерывателя VD с учетом угла опережения β

Подставив в выражении (2) вместо $u_{C2}(\vartheta)$ остаточное напряжение ΔU_{C2} на конденсаторе C_2 и решив тригонометрическое уравнение, запишем зависимость для угла отключения тока прерывателем в виде:

$$\psi = \arccos\left(\frac{\Delta U_{C2}}{U_{C02}}\right), \quad (3)$$

где ΔU_{C2} – остаточное напряжение на емкостном накопителе C_2 ; U_{C02} – начальное напряжение на емкостном накопителе.

Угол ψ отключения тока можно регулировать только путем изменения величины тока и времени накачки. Эти два параметра определяют время жизни электронно-дырочной плазмы в структуре прерывателя. Чем выше ток и время накачки, тем быстрее рекомбинирует плазма и раньше начинается обрыв тока (увеличивается угол β).

Для определения эффективности использования энергии емкостного накопителя C_2 в генераторах наносекундных импульсов при раннем отключении тока (по сравнению с режимом отключения тока при амплитудном значении) необходимо получить зависимость для начальной и остаточной энергии, а затем дать оценку относительной величины энергии, которая остается в емкостном накопителе C_2 после формирования выходного импульса.

Начнем с получения соотношений для тока и напряжения на емкостном накопителе (конденсаторе обратной накачки). Так как в момент обрыва тока прерывателем в индуктивности L_2 запасен некоторый ток I_0 , то ток через конденсатор C_2 рис. 3 будет описываться формулой:

$$i_C \approx \frac{I_0}{2}(1 + \cos \omega_H t), \quad (4)$$

где ω_H – круговая частота контура нагрузки.

Соотношение для напряжения на конденсаторе C_2 найдем, интегрируя выражение (4):

$$\begin{aligned} u_C(t) &\approx \frac{1}{C_2} \int i_C dt = \frac{1}{C_2} \int \frac{I_0}{2} (1 + \cos \omega_H t) dt = \\ &= \frac{1}{C_2} \cdot \frac{I_0}{2} t + \frac{1}{\omega_H C_2} \cdot \frac{I_0}{2} \sin \omega_H t. \end{aligned} \quad (5)$$

Энергия, запасенная в конденсаторе C_2 , определяется соотношением:

$$W_{C2} = \frac{U_{C2}^2 \cdot C_2}{2}. \quad (6)$$

При расчете остаточной энергии на конденсаторе C_2 необходимо использовать значение остаточного напря-

жения на емкости (в момент $\omega_H t = \pi/2$), когда основная энергия контура обратной накачки будет выведена в нагрузку (и ток через конденсатор спадет до нуля). С учетом последнего получим из соотношения (5):

$$\Delta U_{C2} = \frac{I_0}{2C_2} \cdot t_u, \quad (7)$$

где t_u – длительность протекания тока через конденсатор C_2 .

Длительность t_u протекания тока через накопитель C_2 зависит от параметров полупроводникового прерывателя, контура обратной накачки и нагрузки. Поэтому получить точное выражение для длительности трудно. Отметим только то, что для большинства генераторов эта длительность составляет на практике (1–1,2) от значения длительности выходного импульса, измеренного на уровне половины амплитуды этого импульса.

Путем подстановки (7) в (6) определяется остаточная энергия конденсатора C_2 :

$$W_{C2}^{ост} = \left(\frac{I_0}{2C_2} \cdot t_u \right)^2 \frac{C_2}{2} = \frac{I_0^2 \cdot t_u^2}{2C_2^2} \frac{C_2}{2} = \frac{I_0^2 \cdot t_u^2}{8C_2}. \quad (8)$$

Соотношение (8) учитывает остаточную энергию на конденсаторе C_2 , которая накапливается в течение процесса обрыва обратного тока полупроводниковым прерывателем, так как входящее в это соотношение время t_u является функцией времени обрыва обратного тока t_0 .

Так как ток I_0 , накопленный в индуктивности L_2 , зависит от значения начального напряжения на конденсаторе C_2 , то найдем его следующим образом:

$$I_0 = U_{C02} \cdot \omega_R \cdot C_2 \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = U_{C02} \cdot \omega_R \cdot C_2, \quad (9)$$

После подстановки (9) в (8) выражение для остаточной энергии на конденсаторе C_2 имеет вид:

$$W_{C2}^{ост} = \frac{I_0^2 \cdot t_u^2}{8C_2} = \frac{(U_{C02} \cdot \omega_R \cdot t_u)^2 C_2}{8}. \quad (10)$$

Начальную энергию на конденсаторе C_2 можно определить по формуле (6), подставив в нее начальное напряжение на данном конденсаторе:

$$W_{C2}^{нач} = \frac{U_{C02}^2 \cdot C_2}{2}. \quad (11)$$

Относительное значение энергии, которая не поступает в нагрузку при формировании выходного им-

пульса, можно найти как отношение остаточной энергии конденсатора C_2 к начальной:

$$\lambda = \frac{W_{C2}^{ост}}{W_{C2}^{нач}} = \left(\frac{\omega_R \cdot t_u}{2} \right)^2. \quad (12)$$

Для генератора наносекундных импульсов, характеризуемого параметрами контура обратной накачки: $C_2 = 800$ пФ, $L_2 = 30$ мкГн ($I_0 = 270$ А) и параметрами нагрузки: $R_H = 1$ кОм, $C_H = 20$ пФ, – произведение $\omega_R \cdot t_u$ равно примерно 0,5. С учетом этого, относительное значение энергии, которую не удается отдать в нагрузку при отключении тока прерывателем (при амплитудном значении тока) составит:

$$\lambda = \left(\frac{0,5}{2} \right)^2 = 0,0625 \approx 0,063. \quad (13)$$

Остаточное напряжение на конденсаторе C_2 компенсируется поступающей энергией от конденсатора C_1 (при разряде конденсатора на конденсатор в процессе прямой накачки прерывателя тока в схеме рис. 3). Как отмечено в [8], для эффективной передачи энергии из конденсатора C_1 в конденсатор C_2 емкости обоих конденсаторов должны быть одинаковы. Кроме того, на это оказывают влияние активные потери в контуре передачи энергии и остаточное напряжение на конденсаторе. Выражение для коэффициента передачи энергии от конденсатора C_1 к конденсатору C_2 имеет следующий вид:

$$\eta = \frac{\frac{C_1}{C_2} \left(1 + e^{-\frac{\pi}{2Q}} \right)^2}{\left(1 + (C_1/C_2) \right)^2} \left(1 - \frac{|\Delta U_{C2}|}{U_{C01}} \right)^2, \quad (14)$$

где U_{C02} – напряжение на конденсаторе C_2 в конце процесса прямой накачки; ΔU_{C2} – остаточное напряжение на конденсаторе C_2 ; U_{C01} – напряжение на конденсаторе C_1 в начале процесса прямой накачки; Q – добротность контура прямой накачки.

Из (14) следует, что, чем больше остаточное напряжение ΔU_{C2} , тем меньше становится эффективность отдачи энергии из емкости C_1 . Энергия, которая будет недополучена от конденсатора C_1 , равна остаточной энергии конденсаторе C_2 и в процентном эквиваленте для генератора с выше упомянутыми параметрами составит 6%. Теперь можно рассчитать полную энергию потерь в относительных единицах:

$$\lambda + (1 - \eta) = 0,063 + 0,063 = 0,126. \quad (15)$$

Таким образом, в случае работы емкостного накопителя C_2 при раннем отключении прерывателя тока удастся повысить передачу энергии в нагрузку на 12 % от начальной энергии емкостного накопителя C_2 .

Предложены рекомендации по выбору оптимального момента отключения прерывателя тока:

1. Исходя из длительности выходных импульсов генератора (заданной тех. заданием), следует оценить время обрыва обратного тока прерывателем t_0 . При этом время t_0 приблизительно в (3–4) раза меньше длительности выходного импульса, измеренного на полувывоте. По параметру t_0 осуществляется предварительный выбор типа полупроводникового прерывателя (так как в дальнейших расчетах необходимо знать параметры прерывателя).

2. По графикам плотности тока прямой накачки J_F и времени обрыва тока t_0 в зависимости от длительности прямой накачки t_F для выбранного прерывателя (пример которой приведен на рис. 2), исходя из площади полупроводниковой структуры прерывателя, определяются ток I_F и время прямой накачки.

3. Находится оптимальный момент времени отключения прерывателя, который задается согласно (3) величиной времени обратной накачки прерывателя для случая раннего отключения тока:

$$t_R = \frac{\Psi}{\omega_R} = \frac{1}{\omega_R} \arccos \left(\frac{\Delta U_{C2}}{U_{C02}} \right). \quad (16)$$

При этом значение остаточного напряжения ΔU_{C2} на накопителе C_2 определяется из соотношения (7).

4. Вычисляется коэффициент сжатия, под которым понимается отношение времени прямой накачки к времени обратной накачки (обычно коэффициент находится в пределах от 3 до 5) [2].

5. Определяется величина тока обратной накачки, исходя из величины тока прямой накачки I_F и значения коэффициента сжатия:

$$I_R = k_{сж} \cdot I_F. \quad (17)$$

При этом начальное значение тока в контуре обратной накачки I_0 в момент начала отключения тока прерывателем должно быть равным амплитуде тока обратной накачки I_R .

Выводы

1. Из проведенного анализа режима работы емкостного накопителя следует, что случай раннего отключения тока полупроводниковым прерывателем является более эффективным (по сравнению с отключением тока при амплитудном значении). При раннем отключении тока практически вся начальная энергия емкостного накопителя (без учета активных потерь) передается в нагрузку в течение длительности формирования выходного импульса.

2. Предложенные рекомендации по выбору момента отключения прерывателя оптимальны с точки зрения максимальной отдачи энергии, накопленной емкостным накопителем, в нагрузку.

Перечень ссылок

1. Рукин С. Н. Генераторы мощных наносекундных импульсов с полупроводниковыми прерывателями тока. // Приборы и техника эксперимента, 1999. – № 4. – С. 5–36.
2. Любутин С. К., Рукин С. Н., Тимошенко С. П. Исследование полупроводникового размытителя тока в мощных импульсных генераторах с промежуточным индуктивным накопителем // IX Симпозиум по сильноточной электронике. Тезисы докладов 21 – 30 июля 1992. – Томск. – С. 218–219.
3. Кремнев В. В., Месяц Г. А. Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электронике. – Новосибирск: Наука, 1987. – 223 с.
4. SOS-диоды: наносекундные прерыватели сверхплотных токов. С. А. Дарзнец, С. К. Любутин, С. Н. Рукин и др. // Электротехника, 1999. – № 4. – С. 20–28.
5. Твердотельный прерыватель тока для генерирования мощных наносекундных импульсов. Ю. А. Котов, Г. А. Месяц, С. Н. Рукин, А. Л. Филатов // Доклады международной академической издательской компании. – М.: Наука, 1993. – Т. 330. – № 3. – С. 315–317.
6. SOS-эффект: наносекундный обрыв сверхплотных токов в полупроводниках. С. А. Дарзнец, Ю. А. Котов, Г. А. Месяц, С. Н. Рукин // Доклады международной академической издательской компании. – М.: Наука, 1994. – Т. 334. – № 3. – С. 304–306.
7. Дарзнец С. А., Месяц Г. А., Рукин С. Н. Динамика электронно-дырочной плазмы в полупроводниковых прерывателях сверхплотных токов. // Журнал технической физики, 1997. – Т. 67. – Вып. 10. – С. 64–70.
8. Литвиненко Т. Н., Семенов В. В. Генератор высоковольтных субмикросекундных импульсов. // Техн. електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки. Ч.4. – 2004. – С. 49–54.

Поступила в редакцию 23.10.06 г.

После доработки 15.02.07г.

Виконано аналіз режиму роботи ємнісного накопичувача при ранньому відімкненні напівпровідникового переривача струму в високовольтних генераторах наносекундних імпульсів та запропоновані рекомендації що до вибору оптимальної миті відімкнення переривача.

The operation mode analyses of the capacitance accumulation for early switch-on of the semiconductor opening switch in the high-voltage nanosecond generator is performed and some guidelines for the optimal moment switch-off choice is proposed.

УДК 537.212:621.31.027.8

Д. А. Савельев, Е. В. Бояринцева

Расчет электрических полей в элементах конструкции комбинированного высоковольтного измерительного трансформатора тока и напряжения

С использованием программы FEMM выполнен расчет электрических полей в изоляционном промежутке комбинированного элегазового высоковольтного измерительного трансформатора тока и напряжения. Получены картины распределения напряженности электрического поля в исследуемой области.

Продолжающийся рост потребления электроэнергии и возрастающие требования к энергосбережению вызывают рост единичных мощностей и номинального напряжения энергетического оборудования, применение новых аппаратов высокого напряжения. Для новых конструкций таких аппаратов предъявляются повышенные требования к надежности, на которую оказывают влияние используемые значения напряженности электрического поля в их составных элементах.

В настоящее время для большого числа различных электротехнических материалов, используемых при создании высоковольтной изоляции, достаточно хорошо известны допустимые напряженности электрического поля, соответствующие различным видам действующих напряжений. В свою очередь, для определения условий работы изоляции необходимо знание о распределении электрических полей, в различных частях конструкции аппаратов, что требует проведения соответствующих расчетов.

Успехи в области развития численных методов расчетов электрических полей, а также широкое применение специальных компьютерных программ позволяют производить требуемые расчеты в сложных конструкциях и с необходимой точностью [1]. Таким образом, расчет напряженности электрического поля при известной электрической прочности изоляции является важной задачей, без решения которой нельзя определить все необходимые характеристики применяемой электрической изоляции. К сожалению, до настоящего времени расчет электрических полей в элементах конструкции измерительного высоковольтного измерительного элегазового трансформатора тока и напряжения в известной научно – технической литературе не рассмотрен, востребован практикой и представляет актуальность.

Расчет и анализ электрических полей является важнейшим этапом проектирования высоковольтных аппаратов и их элементов, позволяющим решить целый ряд специальных задач [1]. К таким задачам, например, относятся:

- выбор размеров экранных и других элементов по заданным значениям допустимой напряженности в устройствах с газовой изоляцией;
- выбор формы и размеров изоляторов, работающих в газовой среде, по заданным величинам напря-

женности на поверхности твердой изоляции;

- оценка электрической прочности промежутков по заданным геометрическим размерам и испытательным напряжениям, исходя из величины «напряженной площади» или «напряженного объема»;
- расчет распределения напряженности в комбинированной изоляции и выбор размеров ее элементов;
- оценка распределения напряжения по крышкам аппаратов.

Список подобных задач может быть существенно расширен. Характерной особенностью этих задач является то, что расчет поля должен проводиться для определения либо максимальных значений напряженности, либо значений напряженности в какой-либо отдельной области конструкции электрического аппарата. С учетом этого, можно сформулировать первую особенность расчета электрических полей высоковольтных аппаратов: для проектирования изоляции наибольший интерес представляет область сильного поля и, в первую очередь, распределение напряженности в ней.

Расчет электрического поля высоковольтных аппаратов должен проводиться при достаточно сложных конфигурациях электродов. Поэтому известные аналитические методы расчета электрического поля пригодны лишь для весьма ограниченного круга задач. Более эффективными для практического применения являются численные методы. При этом известные компьютерные программы, которые использовались ранее для расчетов электрических полей, такие как AXIAL и TRITON, не могут обеспечить необходимую точность расчетов и желаемую наглядность результатов.

Целью статьи является расчет электрических полей в закрытой области с кусочно-однородной средой для одного из изоляционных промежутков комбинированного высоковольтного элегазового трансформатора тока и напряжения 330 кВ.

Конструкция данного элегазового трансформатора показана на рис. 1. В настоящее время существует целый ряд программ, позволяющих выполнять расчет распределения электростатических полей в двух и трехмерном виде для закрытых областей. К ним относятся: ANSYS, QuickField, FEMM и др. Для проведения расчета и построения картины электрического поля методом конечных элементов использовалась компьютерная программа FEMM (Finite Element Method

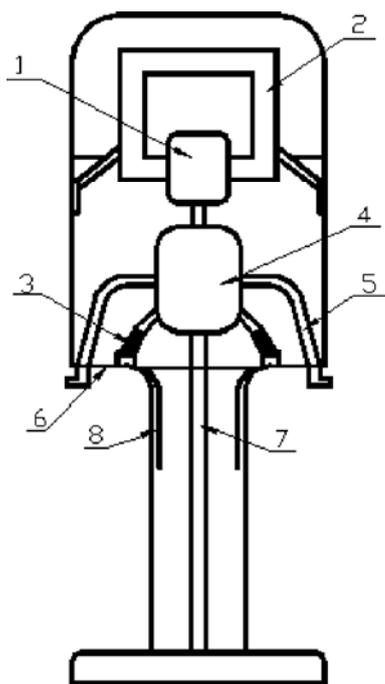


Рис. 1. Эскиз конструкции комбинированного элегазового трансформатора тока и напряжения: 1 – катушки низкого и высокого напряжения; 2 – магнитопровод трансформатора напряжения (ТН); 3 – эпоксидный изолятор; 4 – комплект вторичных обмоток ТТ; 5 – первичная обмотка ТТ; 6 – нижний фланец ТТ; 7 – труба вторичных выводов ТТ и ТН; 8 – экран

Magnetics) V. 4.0 [2]. Данная программа позволяет производить расчеты с высокой точностью и получать наглядные результаты проведенных расчетов. Преимуществом данной программы также является ее простота в использовании и удобный для пользования интерфейс.

В качестве области исследования электрического поля было выбрано место крепления активной части трансформатора тока (рис. 1). Для устойчивости конструкции комплект вторичных обмоток трансформатора тока (ТТ) устанавливается на изоляторы, изготовленные из эпоксидного компаунда. Ввиду сравнительно небольшого изоляционного расстояния, данный изолятор несет повышенную рабочую и испытательную напряженность, что может привести к его разрушению. На практике данный изоляционный промежуток является ненадежным местом трансформатора. При разрушении изолятора возникает дуга, повреждающая элементы конструкции, которые находятся в непосредственной близости от горения дуги: первичную обмотку ТТ, комплект вторичных обмоток ТТ, экраны. В свою очередь, это приводит к полному выходу трансформатора из строя.

При расчете распределения электрических полей в исследуемом изоляционном промежутке исходно задались (на первом этапе исследования) двумерной картиной распределения напряженности электрического поля. Однако, в перспективе, для более глубокого анализа, планируется получение трехмерной модели электрического поля в данном изоляционном промежутке. Эскиз исследуемой области (показанной на рис. 2) вы-

полнен в приложении AutoCAD и может быть легко импортирован в среду программы FEMM. Граничными условиями в данной задаче являются потенциалы проводников, а именно: комплект вторичных обмоток ТТ (рис. 2, позиция 3) имеет нулевой потенциал, а на нижнем фланце ТТ (рис. 2, позиция 2) присутствует потенциал, равный 363 кВ. Расчетная область разбивается на ячейки (в данном случае применено разбиение на элементы первого порядка – треугольники), так как размеры расчетной области намного превышают необходимый шаг сетки. Была выполнена фокусировка – шаг сетки был уменьшен в тех областях, где это необходимо (а именно – на границах раздела диэлектриков). Распределение потенциала внутри элемента аппроксимируется некой функцией (для элементов первого порядка это – билинейная функция) [1]. При проведении расчетов был принят ряд допущений: эпоксидный изолятор не имеет пор; диэлектрическая проницаемость ϵ для эпоксидного изолятора составляет 4,2, а для элегаза – 1,0021 [3].

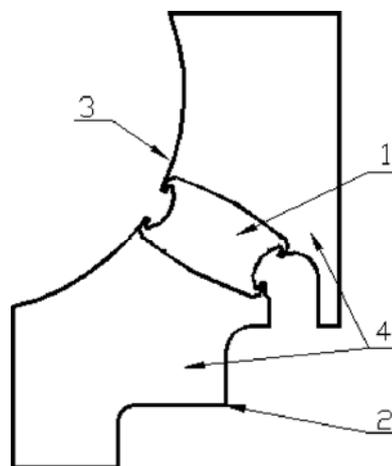


Рис. 2. Распределение напряженности электрического поля в промежутке (для наибольшего рабочего напряжения 363 кВ)

Результаты построения картины распределения напряженности электрического поля (показанные на рис. 3 и рис. 4) приведены для наибольшего рабочего напряжения, равного 363 кВ [4]. Картины распределения напряженности электрического поля построены в градации серого цвета (большей напряженности соответствуют более темные оттенки этого цвета). С помощью указанных оттенков цвета можно оценить напряженность электрического поля в любой области исследуемой модели.

В результате исследований было установлено, что значительное снижение напряженности E в толще изолятора можно получить при замене цилиндрической формы изолятора на коническую, обращенную основанием к токопроводу (показанную на рис. 4). Это свидетельствует о том, что увеличение размеров изолятора вблизи токопровода позволяет снизить напряженность электрического поля в твердом диэлектрике. Данное снижение тем эффективнее, чем больше отличается форма изолятора от формы силовых линий в чисто газовом промежутке. Картина существенно меняется, если подобный изолятор контактирует не-

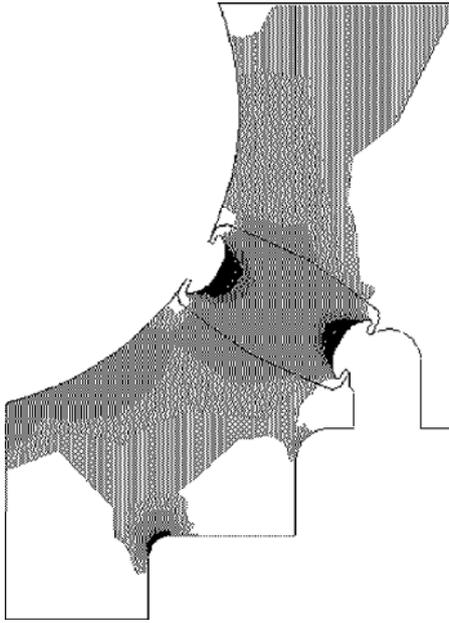


Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля в промежутке (для наибольшего рабочего напряжения 363 кВ)

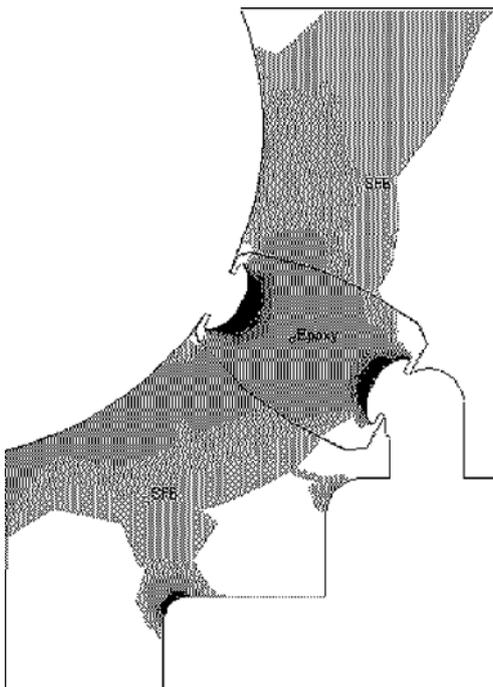


Рис. 4. Распределение напряженности электрического поля в промежутке с измененной формой изолятора (для наибольшего рабочего напряжения 363 кВ)

посредственно не с токопроводом, а охватывает его своей специальной цилиндрической формой [5].

При этом существует ряд факторов, существенно влияющих на надежность изоляторов. К таким факторам относится технология их изготовления. При нарушении технологии вакуумной заливки, несоблюдения температурного режима отверждения компаунда, недостаточного обезжиривания металлических элементов, вводимых внутрь изолятора, существует вероятность отслоения компаунда от металла и появления на границе их раздела зазора, заполненного газом, что приводит к резкому возрастанию напряженности электрического поля в изоляторе. Однако, в данной работе эти факторы не рассматривались, поскольку они являются предметом дальнейшего исследования.

Выводы

1. Впервые с использованием компьютерной программы FEMM рассчитана напряженность электрического поля в изоляционном промежутке с эпоксидным изолятором для высоковольтного измерительного элегазового трансформатора тока и напряжения.

2. Полученные в результате расчета картины распределения напряженности электрического поля, позволяют оценить наиболее напряженные области, и с учетом этого совершенствовать геометрические размеры и конструкцию изоляторов.

3. Выполненные расчеты свидетельствуют об эффективности программы FEMM применительно к исследованию электрических полей в высоковольтных аппаратах.

Перечень ссылок

1. Е. С. Колечицкий. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 167 с.
2. Finite Element Method Magnetics. – Режим доступа: <http://femm.foster-miller.com>. – Загл. с экрана.
3. Asea Brown. Switchgear Manual 10th edition. – Berlin.: ABB Calor Emag, 2001. – 910 p.
4. ГОСТ 1516.1 – 76. Электрооборудование переменного тока на напряжение от 3 до 500 кВ. Требования к электрической прочности изоляции. – М. Изд-во стандартов, 1976. – 49 с.
5. Филиппов А. А., Петерсон А. Л. Изоляторы элегазовых КРУ. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 87 с.

Поступила в редакцию 22.02.07 г.

После доработки 22.03.07г.

З використанням програми FEMM виконаний розрахунок електричних полів в ізоляційному проміжку комбінованого елегазового високовольтного вимірювального трансформатора струму і напруги. Отримані картини розподілу напруженості електричного поля в досліджуваній області.

With FEMM programme use the electric fields calculation in insulation gap of combined SF6 high-voltage measuring current and voltage transformer is executed. Distribution pictures of an electric field intensity in investigated area have been received.

УДК 621.313

А. Г. Лохматов

Имитационная модель асинхронного электропривода с АИН-ШИМ для исследования коротких замыканий в автономном инверторе

Разработана имитационная модель асинхронного электропривода с АИН-ШИМ для исследования коротких замыканий в инверторе, с помощью которой выполнены примеры расчета указанных режимов.

Среди всех возможных аварийных режимов в частотно-регулируемом (ч-р) асинхронном электроприводе (ЭП) одними из наиболее распространенных и самых опасных являются внутреннее и внешнее короткие замыкания (КЗ) в автономном инверторе напряжения с широтно-импульсной модуляцией (АИН-ШИМ), так как могут вызывать выходы из строя силовых ключей автономного инвертора и механическое разрушение не только двигателя, но и редуктора или рабочего механизма. В настоящее время указанные аварийные режимы исследованы в отечественной и зарубежной научно-технической литературе недостаточно, т. к. не принимают во внимание несинусоидальную форму выходных напряжений (токов) трехфазного АИН-ШИМ или не учитывают реальные электромагнитные процессы, происходящие в асинхронном двигателе (АД) и АИН-ШИМ (выполненном на современных быстродействующих полностью управляемых силовых полупроводниковых ключах) [1]. Для снижения себестоимости исследований аварийных режимов КЗ (в том числе для предотвращения выхода из строя элементов ЭП в этих режимах) их целесообразно проводить на имитационных моделях. К сожалению, существующие имитационные модели [2] относительно сложны и требуют для их применения приобретения дорогостоящих лицензий.

Целью статьи является разработка более простой имитационной модели, ориентированной на исследование электромагнитных процессов в асинхронном ЭП с АИН-ШИМ при коротких замыканиях в АИН-ШИМ.

Электрическая схема рассматриваемого нерекуперативного асинхронного ЭП с АИН-ШИМ приведена на рис. 1 и содержит: неуправляемый выпрямитель (В); токоограничивающие и сглаживающий реакторы $L_1 - L_3$ и L_4 соответственно; ключ V_T и резистор R_T торможения; конденсатора C фильтра; силовые ключи $+A, -A, +B, -B, +C, -C$ АИН-ШИМ.

При нормальном режиме работы трехфазного мостового АИН-ШИМ, питающего симметричную трехфазную нагрузку (какой является АД), в нем всегда одновременно открыты только три силовых ключа. Выходные фазные напряжения U_{sa}, U_{sb}, U_{sc} АИН-ШИМ определяются номером комбинации состояния силовых ключей m , изменяющимся от 1 до 8 согласно табл. 1 (где знак «+» обозначает открытое состояние силовых ключей инвертора) [3]. В этой же таблице показаны соответствующие различным комбинациям открытых

и закрытых силовых ключей АИН-ШИМ значения модуля U_s и аргумента θ_U создаваемого обобщенного вектора выходного напряжения \overline{U}_s инвертора для нормального режима его работы. Здесь и дальше аргументы всех обобщенных векторов рассчитываются в неподвижной полярной координатной системе, связанной своей осью отсчета с геометрической осью стационарной фазной обмотки «а» двигателя.

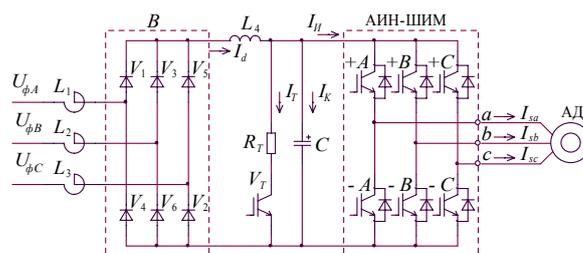


Рис. 1. Электрическая схема асинхронного электропривода с АИН-ШИМ

Приведенные в табл. 1 значения модуля U_s и аргумента θ_U обобщенного вектора выходного напряжения \overline{U}_s рассчитаны из соотношений [3]:

$$\left. \begin{aligned} U_s &= \left[2(U_{sa}^2 + U_{sb}^2 + U_{sc}^2) / 3 \right]^{1/2}, \\ \theta_U &= \arctg \left[(U_{sb} - U_{sc}) / \sqrt{3} U_{sa} \right] + \pi \left[1 - \text{sign } U_{sa} \right] / 2 \end{aligned} \right\} \cdot (1)$$

Исходя из принципа работы автономного инвертора напряжения, входной ток I_u инвертора АИН-ШИМ при нормальной его работе связан с текущими значениями своих выходных токов I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} следующими соотношениями:

$$I_u = \begin{cases} I_{sa}, & \text{при } m = 1; \\ -I_{sc}, & \text{при } m = 2; \\ I_{sb}, & \text{при } m = 3; \\ -I_{sa}, & \text{при } m = 4; \\ I_{sc}, & \text{при } m = 5; \\ -I_{sb}, & \text{при } m = 6; \\ 0, & \text{при } m = 7, 8, \end{cases} \quad (2)$$

Таблица 1. Выходные параметры трехфазного АИН-ШИМ при нормальном режиме работы инвертора

m	Состояние силовых ключей АИН-ШИМ						Значения выходных фазных напряжений			Обобщенный вектор напряжения \overline{U}_s	
	+A	-A	+B	-B	+C	-C	U_{sa}	U_{sb}	U_{sc}	модуль U_s	аргумент θ_U
1	+			+		+	$2 U_K / 3$	$- U_K / 3$	$- U_K / 3$	$2 U_K / 3$	0
2	+		+			+	$U_K / 3$	$U_K / 3$	$-2 U_K / 3$	$2 U_K / 3$	$\pi / 3$
3		+	+			+	$- U_K / 3$	$2 U_K / 3$	$- U_K / 3$	$2 U_K / 3$	$2 \pi / 3$
4		+	+		+		$-2 U_K / 3$	$U_K / 3$	$U_K / 3$	$2 U_K / 3$	π
5		+		+	+		$- U_K / 3$	$- U_K / 3$	$2 U_K / 3$	$2 U_K / 3$	$4 \pi / 3$
6	+			+	+		$U_K / 3$	$-2 U_K / 3$	$U_K / 3$	$2 U_K / 3$	$5 \pi / 3$
7	+		+		+		0	0	0	0	0
8		+		+		+	0	0	0	0	0

где m – обозначает условный номер комбинации открытых и закрытых силовых ключей АИН-ШИМ согласно табл. 1.

Текущие значения обобщенного вектора \overline{U}_s выходного напряжения и выходных фазных напряжений U_{sa}, U_{sb}, U_{sc} трехфазного АИН-ШИМ можно также определить из следующих аналитических зависимостей [3]:

$$\left. \begin{aligned} \overline{U}_s &= U_s e^{j\theta_U}, \\ U_s &= 2 \left\{ 1 - [m/7]^* \right\} U_K / 3, \\ \theta_U &= (m - 1) \pi / 3, \\ U_{sa} &= U_s \cos \theta_U, \\ U_{sb} &= U_s \cos (\theta_U - 2\pi / 3), \\ U_{sc} &= U_s \cos (\theta_U + 2\pi / 3) \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где $[]^*$ – математическая операция выделения целой части числа; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

Исследуем режим внутреннего КЗ в нерекуперативном ч-р асинхронном ЭП с АИН-ШИМ со схемой на рис. 1, учитывая одновременно происходящие электромагнитные процессы в преобразователе частоты (ПЧ) и АД при данном аварийном режиме. Под внутренним коротким замыканием в автономном инверторе понимаются аварийные режимы, возникающие после выхода из строя одного из силовых ключей инвертора (или вследствие поступления на силовые ключи инвертора «ложных» отпирающих управляющих импульсов), а также по причине одновременного продолжительного открытия (достаточно в течение нескольких миллисекунд) трех силовых ключей (+A, +B, +C или -A, -B, -C) инвертора, связанных с его общим («+» или «-») полюсом. Данные комбинации открытых силовых ключей АИН-ШИМ (как было показано ранее в табл. 1, где эти состояния обозначены номерами m, равными 7 или 8) являются рабочими, когда они – не продолжительны.

Для исследования электромагнитных процессов при внутреннем КЗ разработана имитационная модель ч-р асинхронного ЭП с АИН-ШИМ для данного режима, в которой (в отличие от всех известных моделей) трехфазный АИН-ШИМ при происходящих КЗ в нем

задается в виде эквивалентного источника напряжения. При этом математическое описание АИН-ШИМ отличается от ранее рассмотренного в нормальном режиме его работы. В частности, выходные параметры АИН-ШИМ для режима внутреннего КЗ, возникающего в фазе А инвертора вследствие появления лишнего («ложного») импульса управления на силовом ключе (-A) или по причине выхода из строя этого силового ключа инвертора, приведены в табл. 2.

Таблица 2. Выходные параметры АИН-ШИМ при внутреннем КЗ (в фазе «а инвертора»)

m	+A	-A	+B	-B	+C	-C	U_s	θ_U
1	+	+		+		+	0	0
2	+	+	+			+	0	0
3		+	+			+	$2 U_K / 3$	$2 \pi / 3$
4		+	+		+		$2 U_K / 3$	π
5		+		+	+		$2 U_K / 3$	$4 \pi / 3$
6	+	+		+	+		0	0
7	+	+	+		+		0	0
8		+		+		+	0	0

При этом напомним, что после нарастания тока в силовом ключе до максимального допустимого значения, воздействием от системы автоматического управления (САУ) ЭП происходит принудительное запирающее всех его силовых ключей. После этого выходные параметры АИН-ШИМ, очевидно, изменяют свои значения на новые, представленные в табл. 3. В этой таблице номерами 1 d" m d" 8 показаны возможные комбинации открытых состояний обратных диодов инвертора, шунтирующих его силовые ключи соответственно: +A, -A, +B, -B, +C, -C (эти комбинации открытых диодов аналогичны рассмотренному ранее нормальному режиму инвертора из табл. 1). Номерами 26 d" m d" 33 в табл. 3 обозначены комбинации открытых состояний обратных диодов инвертора, соответствующие неполнофазным режимам АИН-ШИМ [4]. Последняя комбинация m = 36 в табл. 3 соответствует закрытому состоянию всех силовых ключей и обратных диодов инвертора.

Если внутреннее КЗ в инверторе вызвано выходом из строя одного из его силовых ключей (вследствие чего сопротивление данного ключа, полагаем, становится равным нулю), то после принудительного запи-

Таблица 3. Выходные параметры АИН-ШИМ при закрытых силовых ключах инвертора

m	I_{sa}	I_{sb}	I_{sc}	U_s	θ_U	θ_I	I_s	Аналоги открытых силовых ключей
1	< 0	> 0	> 0	$2 U_k / 3$	0			$+ A, - B, - C$
2	< 0	< 0	> 0	$2 U_k / 3$	$\pi / 3$			$+ A, + B, - C$
3	> 0	< 0	> 0	$2 U_k / 3$	$2 \pi / 3$			$- A, + B, - C$
4	> 0	< 0	< 0	$2 U_k / 3$	π			$- A, + B, + C$
5	> 0	> 0	< 0	$2 U_k / 3$	$4 \pi / 3$			$- A, - B, + C$
6	< 0	> 0	< 0	$2 U_k / 3$	$5 \pi / 3$			$+ A, - B, + C$
26	< 0	0	> 0	$U_k / \sqrt{3}$	$\pi / 6$	$7 \pi / 6$		$+ A, - C$
27	0	> 0	< 0	$U_k / \sqrt{3}$	$3 \pi / 2$	$\pi / 2$		$- B, + C$
29	> 0	0	< 0	$U_k / \sqrt{3}$	$7 \pi / 6$	$\pi / 6$		$- A, + C$
31	0	< 0	> 0	$U_k / \sqrt{3}$	$\pi / 2$	$3 \pi / 2$		$+ B, - C$
32	> 0	< 0	0	$U_k / \sqrt{3}$	$5 \pi / 6$	$11 \pi / 6$		$- A, + B$
33	< 0	>	0	$U_k / \sqrt{3}$	$11 \pi / 6$	$5 \pi / 6$		$+ A, - B$
36	$m \neq 1-6, 26, 27, 29, 31-33$					0	0	

рания всех его силовых ключей выходные параметры трехфазного АИН-ШИМ в имитационной модели ч-р асинхронного ЭП описываются уже другим образом – в виде табл. 4 (которая отличается от табл.3 тем, что в ней учитывается возможная двухсторонняя проводимость тока через вышедший из строя силовой ключ – А инвертора).

По сравнению с предыдущей таблицей в табл. 4 присутствуют только две комбинации ($m = 5$ и 8) открытых диодов, соответствующие нормальному режиму работы инвертора. При этом исключен ряд ранее существующих комбинаций ($m = 26, 27, 31$ и 33), и появились совершенно новые комбинации ($m = 34$ и 35) открытых диодов, соответствующие неполнофазным режимам инвертора [4].

Входной ток I_{II} автономного инвертора в рассмотренных режимах внутреннего КЗ в инверторе находится из соотношений:

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

Под внешним КЗ в АИН-ШИМ будем в дальнейшем понимать двухфазное или трехфазное замыкания между собой выходных фаз автономного инвертора (возникающие в схеме на рис. 1 при установке перемычек между клеммами «а» и «b» или «а», «b» и «с» соот-

ветственно). Сначала рассмотрим внешнее двухфазное КЗ, приводящее, очевидно, к последующему одновременному внутреннему КЗ в инверторе по цепи: положительный полюс инвертора – открытый ключ (+ А) – перемычка «а»-«b» – открытый ключ (- В) – отрицательный полюс инвертора. Как было показано ранее, такое внутреннее КЗ в АИН-ШИМ одновременно вызывает трехфазное короткое замыкание для статорных обмоток АД (так как приводит к снижению до нуля входного напряжения U_k инвертора).

Аналогично, трехфазное внешнее КЗ инвертора в схеме на рис. 1 приводит к внутреннему короткому замыканию в АИН-ШИМ по цепи: положительный полюс инвертора – открытый ключ (+ А) – перемычка «а»-«b» – параллельно между собой подсоединенные открытый ключ (- В) и цепочка из последовательно соединенных перемычки «b»-«с» и ключа (- С) – отрицательный полюс инвертора. При этом трехфазное КЗ для статорных обмоток двигателя (которому соответствует значение обобщенного вектора статорного напряжения: $\overline{U}_s = 0$) вызывается непосредственным влиянием упомянутых перемычек «а»-«b» и «b»-«с» (для которых будем полагать индуктивности и активные сопротивления равными нулю).

В разработанной имитационной модели ч-р асинхронного ЭП трехфазный АИН-ШИМ задавался: при внешнем трехфазном КЗ – выходными параметрами для нормального режима работы инвертора из табл. 1

и одновременно дополнительным условием: $\overline{U}_s = 0$, а при внешнем двухфазном КЗ (для случая замыкания между собой выходных фаз «а» и «b» инвертора) – выходными параметрами из табл. 5. Анализ данных из табл. 5 свидетельствует о том, что при внешнем двухфазном КЗ в инверторе, во-первых, сохраняется ряд значений (при номерах комбинаций $m = 2, 5, 7$ и 8 силовых ключей) создаваемых обобщенных векторов выходного напряжения АИН-ШИМ, которые полностью

Таблица 4. Выходные параметры АИН-ШИМ при закрытых силовых ключах инвертора и при выходе из строя силового ключа (- A)

<i>m</i>	I_{sa}	I_{sb}	I_{sc}	U_s	θ_U	θ_I	I_s	Аналоги открытых силовых ключей
5	> 0	< 0	< 0	$2 U_k / 3$	$4 \pi / 3$			$-A, -B, -C$
8	< 0	> 0	> 0	0	0			$-A, +B, +C$
29	> 0	0	< 0	$U_k / \sqrt{3}$	$7 \pi / 6$	$\pi / 6$		$-A, +C$
32	> 0	< 0	0	$U_k / \sqrt{3}$	$5 \pi / 6$	$11 \pi / 6$		$-A, +B$
34	< 0	> 0	0	0	0	$5 \pi / 6$		$-A, -B$
35	< 0	0	> 0	0	0	$7 \pi / 6$		$-A, -C$
36	$m \neq 5, 8, 29, 32, 34, 35$					0	0	

идентичны нормальному режиму работы инвертора (описываемому из табл.1). Во-вторых, при остальных комбинациях ($m = 1, 3, 4$ и 6) силовых ключей инвертора рассматриваемый режим внешнего двухфазного КЗ становится полностью идентичным ранее рассмотренному режиму внешнего трехфазного КЗ (которое, как уже показано ранее, вызывает одновременно наступление режима внутреннего КЗ в инверторе). В-третьих, с учетом вышеизложенного режим внешнего двухфазного КЗ в АИН-ШИМ существенно отличается (при комбинациях $m = 2$ и 5) не только от внутреннего или внешнего трехфазного КЗ в инверторе, но также – и от случая питания АД от промышленной сети (рассмотренного в [5]).

Таблица 5. Выходные параметры АИН-ШИМ при внешнем двухфазном КЗ (между фазами «a» и «b» инвертора)

<i>m</i>	+A	-A	+B	-B	+C	-C	U_s	θ_U
1	+	+		+		+	0	0
2	+		+			+	$2 U_k / 3$	$\pi / 3$
3		+	+			+	0	0
4		+	+		+		0	0
5		+		+	+		$2 U_k / 3$	$4 \pi / 3$
6	+			+	+		0	0
7	+		+		+		0	0
8		+		+		+	0	0

Напомним, что в рассматриваемых режимах (двухфазного или трехфазного КЗ в инверторе) при нарастании токов в силовых ключах инвертора до максимального для них значения осуществляется автоматическое запаривание всех силовых ключей АИН-ШИМ. После этого расчет электромагнитных процессов в ч-р асинхронном ЭП производится из измененных имитационных моделей указанного электропривода. В частности, в этих моделях трехфазный АИН-ШИМ задается при внешнем трехфазном КЗ – выходными параметрами из табл. 3 (соответствующими закрытым силовым ключам инвертора) и дополнительным условием: $\overline{U_s} = 0$ (соответствующим замыканию между собой всех фаз АД). При внешнем двухфазном КЗ трехфазный АИН-ШИМ (после запаривания всех его силовых ключей) характеризуется выходными параметрами из табл. 3 и одновременно налагаемыми при этом следующими дополнительными условиями:

$$\left. \begin{aligned} U_s = 2U_k / 3 \text{ и } \theta_U = \pi / 3, \text{ при } I_{sc} > 0, \\ U_s = 2U_k / 3 \text{ и } \theta_U = 4\pi / 3, \text{ при } I_{sc} < 0, \\ I_{II} = 0 \text{ и } \theta_I = \begin{cases} 11\pi / 6, \text{ если } I_{sa} \geq 0; \\ 5\pi / 6, \text{ если } I_{sa} < 0; \end{cases} \text{ при } I_{sc} = 0 \end{aligned} \right\} \cdot (5)$$

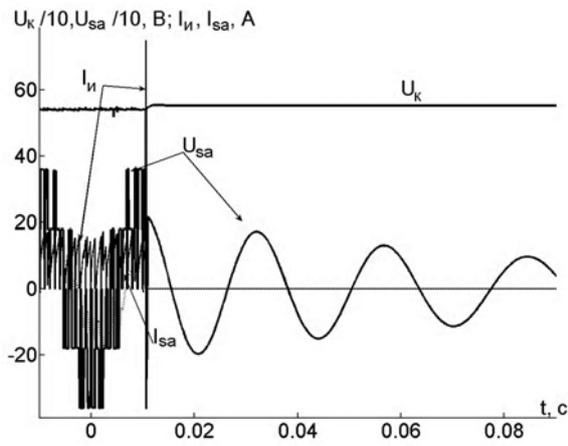
Таким образом, в предложенных для исследования режимов КЗ имитационных моделях дополнительно учитывается воздействие на эти режимы САУ электроприводом (в виде запаривания всех силовых ключей АИН-ШИМ).

С использованием идеализированной модели короткозамкнутого АД из [3], разработанной имитационной модели АИН-ШИМ при рассмотренных режимах КЗ и с применением отечественного комплекса программ ЦУМПУ [6] выполнены (на примере нерекуперативного асинхронного ЭП) расчеты электромеханических процессов при внутреннем и внешних КЗ в инверторе, учитывающие воздействие САУ электроприводом в данных режимах. Расчеты проводились для преобразователя частоты с АИН-ШИМ типа ЭКТ4-10/380-50 и асинхронного электродвигателя 4А132S6У3 мощностью 5,5 кВт (при вентиляторном характере изменения нагрузки). Использовались расчетные параметры:

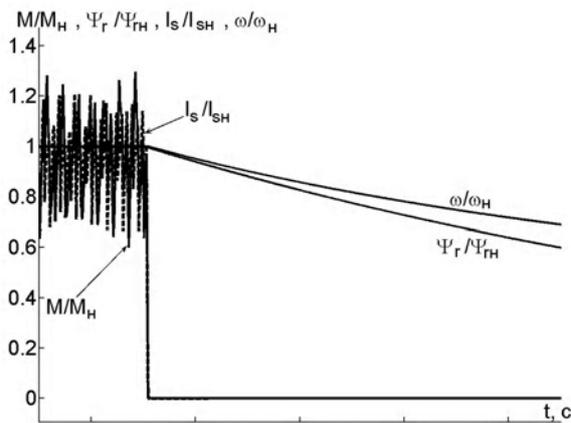
$U_{\phi A} = U_{\phi B} = U_{\phi C} = 220 \text{ В}$ (действ.); $L_1 = L_2 = L_3 = 3,2 \text{ мГн}$; $L_4 = 1 \text{ мГн}$; $L_k = 0,08 \text{ мГн}$ – индуктивность конденсатора C фильтра; сопротивления диодов ($V_1 - V_6$) выпрямителя и силовых ключей (+ A, - A, + B, - B, + C, - C) инвертора полагались равными нулю в открытом состоянии и бесконечности – в закрытом состоянии.

Результаты расчетов электромагнитных процессов асинхронного ЭП с АИН-ШИМ приведены: на рис. 2 – при внутреннем КЗ, вызванном узким «ложным» импульсом управления на силовом ключе (- A) инвертора; на рис. 3 – при внутреннем КЗ, возникающим при выходе из строя силового ключа (- A) инвертора; на рис. 4 и рис. 5 – при внешнем трехфазном КЗ в инверторе для разных скоростей АД; на рис. 6 и рис. 7 – при внешнем двухфазном КЗ в инверторе для разных скоростей двигателя. На рис. 2 – рис. 7 используются следующие обозначения: U_k и I_{II} – входные напряжение и ток инвертора; U_{sa}, I_{sa} – фазные статорные напряже-

ние и ток двигателя; ω и M – скорость и электромагнитный момент АД; ψ_r и I_s – модули обобщенных векторов потокоцепления ротора и статорного тока двигателя; ω_H , M_H , ψ_{rH} и I_{sH} – номинальные значения скорости, электромагнитного момента, потокоцепления ротора и статорного тока АД соответственно.

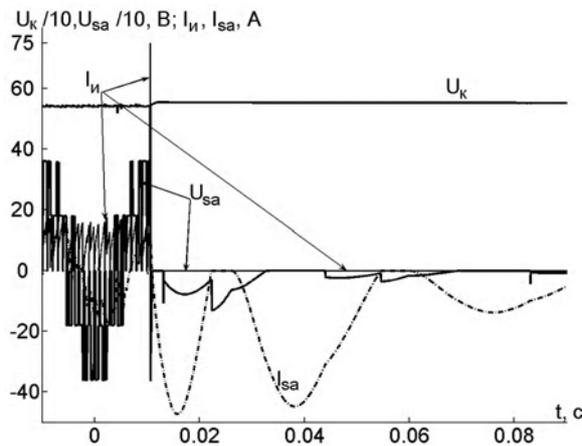


а)

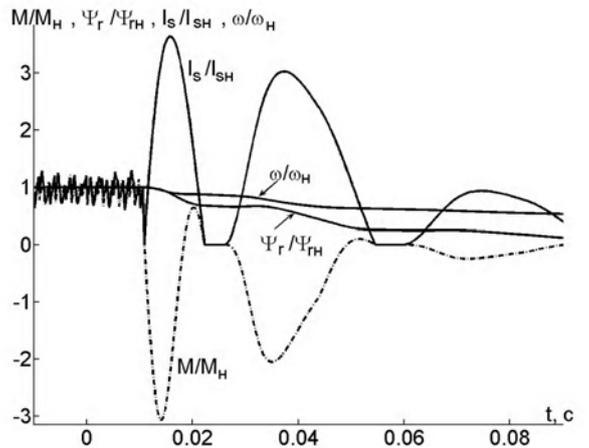


б)

Рис. 2. Электромагнитные процессы в АИН-ШИМ при внутреннем КЗ, вызванном узким “ложным” импульсом управления на силовом ключе (– А) инвертора

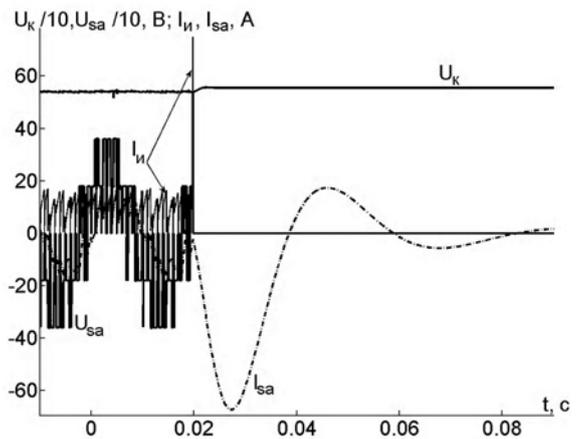


а)

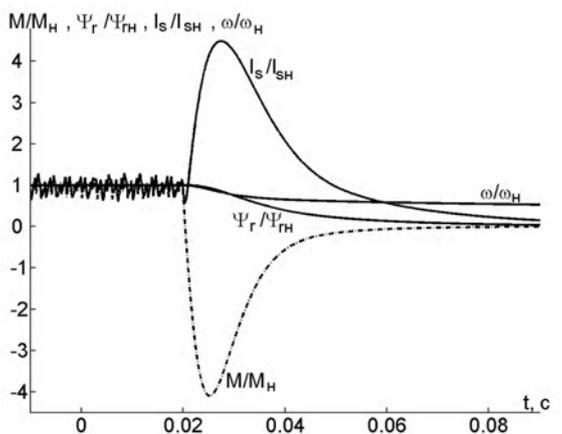


б)

Рис. 3. Электромагнитные процессы в АИН-ШИМ при внутреннем КЗ, возникающим при выходе из строя силового ключа (– А) инвертора

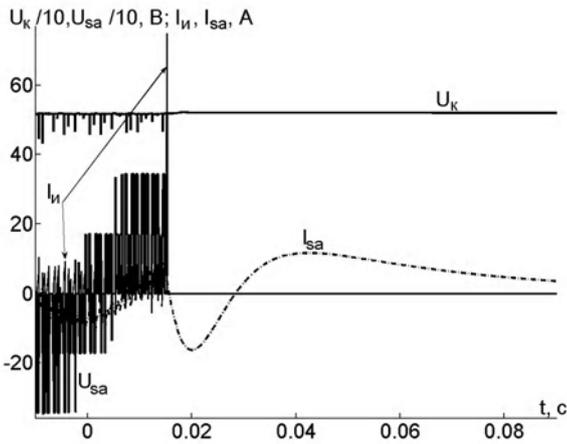


а)

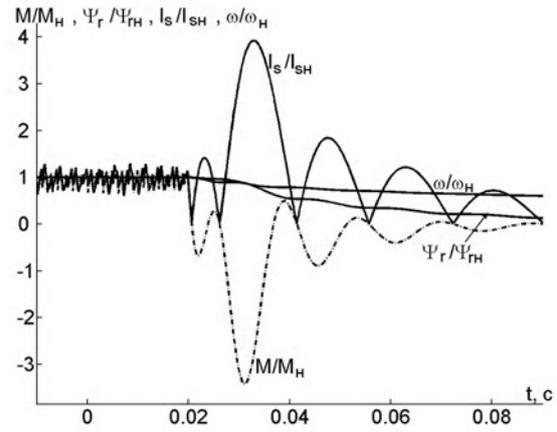


б)

Рис. 4. Электромагнитные процессы в АИН-ШИМ при внешнем трехфазном КЗ в инверторе (для номинальной скорости АД)

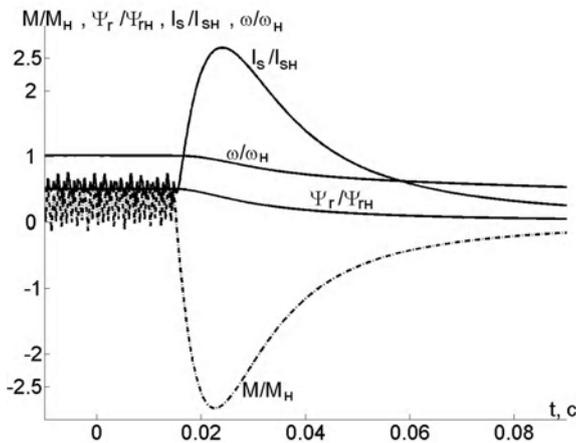


а)

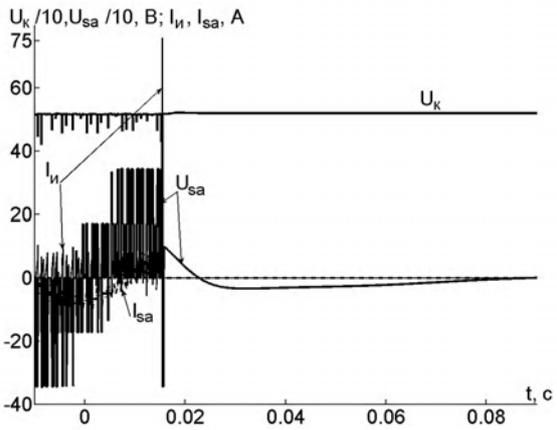


б)

Рис. 6. Электромагнитные процессы в АИН-ШИМ при внешнем двухфазном КЗ в инверторе (для номинальной скорости АД)

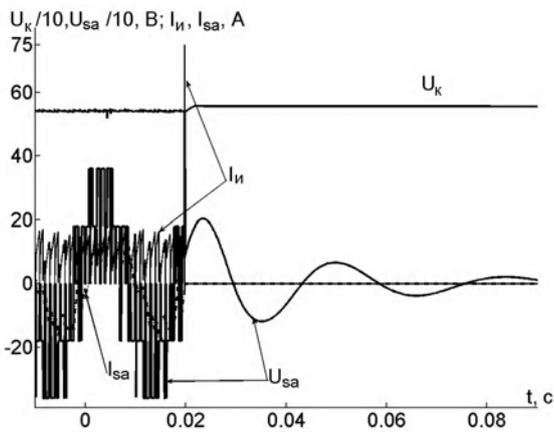


а)

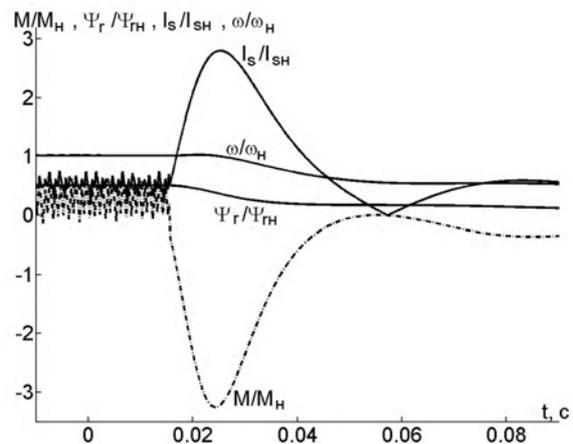


б)

Рис. 5. Электромагнитные процессы в АИН-ШИМ при внешнем трехфазном КЗ в инверторе (для скорости АД, равной половине от номинальной)



а)



б)

Рис. 7. Электромагнитные процессы в АИН-ШИМ при внешнем двухфазном КЗ в инверторе (для скорости АД, равной половине от номинальной)

Выводы

1. Разработанная имитационная модель асинхронного ЭП с АИН-ШИМ предназначена для исследования аварийных режимов КЗ в инверторе, создана с использованием методов обобщенных векторов и эквивалентных источников, отличается от существующих моделей [2] относительной простотой при обеспечении равноценной точности расчета электромагнитных процессов в рассматриваемых режимах (с отклонением менее 1 %).

2. Путем принудительного запираания (воздействием от САУ) всех силовых ключей АИН-ШИМ, производимого после идентификации наступления режима внутреннего или внешнего КЗ в инверторе, удается значительно уменьшить (практически исключить) появление ударного электромагнитного момента АД лишь только при внутреннем КЗ, вызванном появлением узкого лишнего («ложного») импульса управления на силовом ключе инвертора.

3. Наиболее опасным в отношении возникновения ударного электромагнитного момента является режим внешнего трехфазного КЗ в инверторе, при котором возможно приложение к двигателю (редуктору, рабочему механизму) значительной величины ударного момента (достигающего 4–7-кратного значения от номинального момента двигателя). При этом максимальные значения ударного момента присущи работе двигателя на наибольших скоростях и для генераторного режима; значения ударного момента снижаются с уменьшением скорости двигателя и при его работе в двигательном режиме.

4. При внешнем двухфазном КЗ или внутреннем КЗ в инверторе, вызванном выходом из строя его силового ключа, также наблюдаются большие значения ударного электромагнитного момента, равные 3–6-кратным от номинального момента двигателя.

5. Применение принудительного запираания силовых ключей АИН-ШИМ при режимах внутреннего и внешнего КЗ (после идентификации наступления указанных аварийных режимов) обязательно, поскольку при этом исключается протекание сверхтоков через силовые ключи инвертора в данных режимах (а, следовательно, – сохраняется работоспособность указанных силовых ключей после окончания режимов КЗ).

Перечень ссылок

1. Глух Е. М., Зеленов В. Е. Защита полупроводниковых преобразователей. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергоиздат, 1982. – 153 с.
2. Герман – Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. – MatLab 6.0. – С.–П.: Корона, 2001. – 320 с.
3. Пивняк Г.Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
4. Метельский В. П., Лохматов А. Г. Исследование, анализ и идентификация неполнофазных режимов инвертора в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе // Электротехника та електроенергетика. – 2006. – № 2. – С. 12–19.
5. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока: Пер. с нем. яз. – М. — Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 744 с.
6. Автоматизированное проектирование силовых электронных схем / В. Я. Жуйков, В. Е. Сучик, П. - Д. Андриенко, М. А. Еременко. – К.: Техніка, 1998. – 184 с.

Поступила в редакцию 19.05.07 г.

Розроблено імітаційну модель асинхронного електропривода з АИН-ШИМ для дослідження коротких замикань в інверторі, за допомогою якої виконані приклади розрахунку зазначених режимів.

Simulation model of asynchronous drive with AIV-PDM for inverter's short circuit research was elaborated. With the help of this simulation model the examples of the mentioned conditions were realized.

УДК 621.313

Н. Л. Антонов

Улучшение коэффициента мощности асинхронного электропривода с упрощенным ДНПЧ-ШИМ

Предложены электрическая схема, методика расчета и пример расчета параметров сетевого пассивного фильтра для асинхронного электропривода с упрощенным двухзвенным НПЧ-ШИМ. Для данного электропривода исследованы в зависимости от скорости и нагрузки изменения входного коэффициента мощности, коэффициентов гармоник, сдвига и искажения сетевого тока, а также гармонический состав сетевого тока при релейном частотно-токовом управлении.

Последние годы характеризуются появлением за рубежом и в Украине новых статических преобразователей частоты (СПЧ), предназначенных для создания

частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (ЭП). Среди них наиболее перспективным видом СПЧ, безусловно, является упрощенный вариант двухзвен-

ного непосредственного преобразователя частоты (ДНПЧ) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), выполненный на двенадцати полностью управляемых силовых ключах с двухсторонней проводимостью (например, на основе полупроводниковых приборов IGBT, MOSFET, GTO или IGCT, шунтированных обратными диодами). Схема данного ДНПЧ-ШИМ показана на рис. 1 и содержит в своем составе: активный выпрямитель АВ и автономный инвертор напряжения АИН [1].

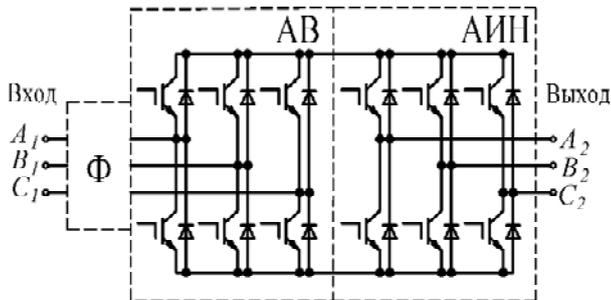


Рис. 1. Электрическая схема упрощенного ДНПЧ-ШИМ с пассивным фильтром Ф

Наряду со своими улучшенными технико-экономическими показателями (уменьшенные масса, габариты и стоимость), способностью осуществлять двусторонний обмен энергией с питающей сетью, высоким значением коэффициента полезного действия, реализуемыми в асинхронных ЭП повышенными динамическими свойствами привода и широким диапазоном регулирования скорости [1], упрощенному ДНПЧ-ШИМ присуще низкое собственное значение входного коэффициента мощности. В частности, в рабочем диапазоне изменения скоростей и нагрузок привода оно может находиться в диапазоне от 0,2 до (0,92–0,95) [2]. Отмеченные пониженные значения входного коэффициента мощности упрощенного ДНПЧ-ШИМ обусловлены, главным образом, значительным искажением от синусоидальной формы потребляемых преобразователем из сети токов.

Повышение входного коэффициента мощности асинхронного электропривода с рассмотренным ДНПЧ-ШИМ является актуальной и востребованной практикой задачей, поскольку от ее успешного решения во многом зависят дальнейшие перспективы внедрения указанного нового вида электропривода. При этом представляет большой практический интерес улучшение входного коэффициента мощности данного ЭП посредством установки и правильного выбора параметров сетевых пассивных фильтров, как наиболее дешевых и надежных в эксплуатации.

Несмотря на многообразие существующих работ по расчету и исследованию пассивных фильтров (например [3, 4]), в них отсутствует рассмотрение вопросов улучшения формы сетевого тока или повышения коэффициента мощности применительно к интересующему асинхронному ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ. Сложность решения упомянутых выше задач в асинхронном ЭП с ДНПЧ-ШИМ усугубляется еще в большей степени, когда при регулировании используются релейные алгоритмы [1, 5], применяемые при осуществле-

нии быстродействующего регулирования. При отмеченном релейном регулировании гармонический состав сетевых токов ЭП с АИН-ШИМ не остается неизменным, а варьируется при изменении скорости и нагрузки электропривода.

В работе [6] была предпринята фактически единственная попытка рассчитать, базируясь на применении широкого набора пассивных фильтров: 2-ой, 3-ей, 5-ой, 7-ой и 11-ой гармоник, – параметры пассивного сглаживающего фильтра для асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ. Было показано, что применением указанного набора пассивных фильтров удастся поддерживать значение входного коэффициента мощности рассматриваемого ЭП на уровне не менее 0,95 (в рабочем диапазоне изменения скоростей и нагрузок привода). Однако, в связи с использованием большого количества пассивных фильтров (особенно, рассчитанных на низкие значения гармоник) реализация данных фильтров отличается громоздкостью, что препятствует их практическому применению для электропривода.

Статья посвящена выбору рациональных схем сетевых пассивных сглаживающих фильтров, предназначенных для улучшения (повышения) входного коэффициента мощности асинхронных ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ (в том числе – с реализуемым в них релейным автоматическим регулированием статорного тока), а также расчету параметров данных фильтров и исследованию достигаемого с помощью них значения входного коэффициента мощности указанных ЭП.

Как известно из [2], потребляемый ток асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ значительно отличается по форме от синусоидального. С учетом последнего, при питании от сетевого напряжения синусоидальной формы входной коэффициент мощности асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ может быть рассчитан из соотношения [7]:

$$K_M = v \cos \varphi_1, \quad (1)$$

где $\cos \varphi_1$ – коэффициент сдвига между первыми гармоническими составляющими сетевых фазных напряжений и токов; v – коэффициент искажения сетевого тока. Последний коэффициент находится через действующее значение первой гармонической составляющей $I_{1д}$ и действующее значение полного сетевого фазного тока $I_{Ад}$ из соотношения [7, 8]:

$$v = I_{1д} / I_{Ад}. \quad (2)$$

Последующие исследования проводились с помощью разработанной в [9] имитационной модели асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ, в которой использовалось релейное частотно-токовое управление (в ортогональных токовых «коридорах») [5]. На **первом этапе** исследований оценивалась эффективность повышения входного коэффициента мощности рассматриваемого ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ посредством применения различных известных схем пассивных фильтров [8]: емкостного, «Г»-образного и «П»-образного фильтров, последовательных и параллельных резонансных LC-фильтров, многозвенных фильтров. В результате данных исследований установлено:

1) при варьировании скорости и нагрузки двигателя собственный коэффициент сдвига ($\cos \varphi_{ПЧ}$) трехфазного упрощенного ДНПЧ-ШИМ, контролируемый непосредственно на его входе (т.е. косинус угла между первыми гармоническими составляющими входных фазных напряжений и токов этого преобразователя частоты), остается неизменно примерно равным единице:

$$\cos \varphi_{ПЧ} \approx 1; \quad (3)$$

2) с учетом последнего и исходя из (1), низкое собственное значение входного коэффициента мощности упрощенного ДНПЧ-ШИМ вызвано соответствующим низким значением коэффициента ν искажения формы входного тока этого преобразователя (из-за существенного отличия формы его фазных токов от синусоидальной);

3) путем применения упомянутых различных пассивных фильтров, устанавливаемых на входе упрощенного ДНПЧ-ШИМ, существует возможность повысить значение входного коэффициента мощности асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ;

4) наиболее эффективной схемой пассивного фильтра, обеспечивающей при относительной своей простоте наиболее высокие значения входного коэффициента мощности асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ в широком диапазоне изменения скоростей и нагрузок, оказалась комбинация из следующих схем пассивных фильтров (показанная на рис. 2): «Г»-образного LC-фильтра; резонансных последовательных L_5C_5 и L_7C_7 фильтров высших (соответственно для 5-ой и 7-ой гармоник); корректирующей индуктивности L_1 .

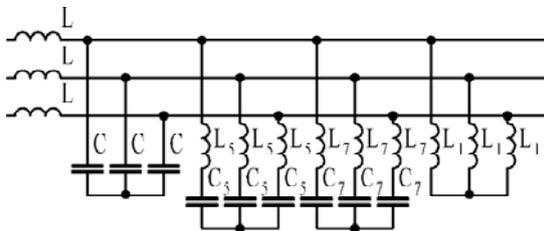
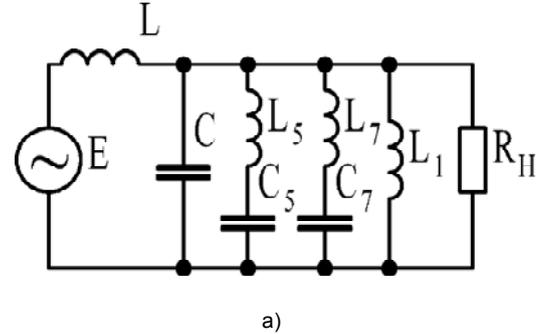


Рис. 2. Электрическая схема пассивного фильтра Ф

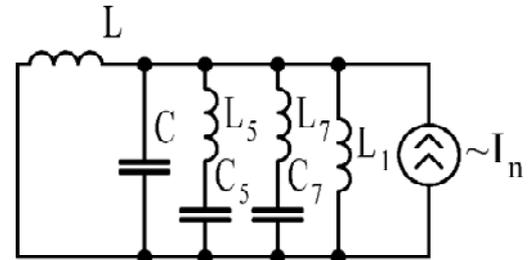
На **втором этапе** проведен расчет параметров вышеупомянутой рациональной (наиболее эффективной) схемы пассивного сетевого фильтра Ф, приведенной на рис. 2. При расчете использовались эквивалентные расчетные схемы данного фильтра, показанные на рис.

3: а – для основной гармоники (с угловой частотой ω_1 питающей сети) потребляемого тока; б – для произвольной n -ой высшей ($n > 1$) гармоники в составе потребляемого из сети тока. В указанных схемах на рис. 2 и рис. 3 использовались следующие обозначения: E – ЭДС вторичной обмотки силового трансформатора; L и C – индуктивность и емкость Г-образного фильтра (причем, в состав индуктивности L входит, кроме собственной индуктивности фильтра, также индуктивность рассеяния силового трансформатора; активными сопротивлениями обмоток силового трансформатора, реактора L и подсоединяющих проводов пренеб-

регаем – в силу их малости); R_H – эквивалентное входное сопротивление ДНПЧ-ШИМ по первой гармонике (которое, с учетом (3) для рассматриваемой схемы ДНПЧ-ШИМ на рис. 1, имеет, как показали исследования, чисто активный характер); L_5 и C_5 , L_7 и C_7 – индуктивности и емкости реакторов и конденсаторов резонансных фильтров 5-ой и 7-ой гармоник соответственно; L_1 – индуктивность, служащая для коррекции коэффициента мощности по основной гармонике; I_n – источник тока высшей (n -ой) гармоники.



а)



б)

Рис. 3. Эквивалентные расчетные схемы пассивного фильтра Ф: а – для основной гармоники; б – для высших гармоник сетевого напряжения.

Рассмотрим требования, предъявляемые к фильтру Ф на рис. 2. Во-первых, важным требованием служит обеспечение фильтром Ф в номинальном режиме работы асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ значения сетевого коэффициента сдвига по первой гармонике, равного единице:

$$\cos \varphi_1 = 1, \quad (4)$$

что осуществляется (согласно схеме на рис. 3, а) выполнением условия:

$$\text{Im} [j\omega_1 L + j\omega_1 L_1 // (-j\omega_1 C)^{-1} // // j\omega_1 L_5 - (j\omega_1 C_5)^{-1} // j\omega_1 L_7 - (j\omega_1 C_7)^{-1}] = 0, \quad (5)$$

где знаком «//» – условно показана математическая операция вычисления результирующего сопротивления при параллельном соединении элементов схемы; Im – математическая операция выделения мнимой части от комплексного числа.

Во-вторых, для эффективного подавления высших гармонических составляющих в составе сетевого тока необходимо (согласно схеме на рис. 3, б) поддерживать условие:

$$\frac{1}{\omega_n C} \ll \omega_n L, \quad (6)$$

где ω_n – угловая частота n -ой высшей гармоники тока.

Принимая во внимание существование в асинхронных ЭП с ДНПЧ-ШИМ собственной частоты f_n модуляции (переключения) силовых ключей (вызывающей создание с той же частотой высшей гармонической составляющей во входном токе ДНПЧ-ШИМ), достаточно на практике условие (6) выполнить применительно лишь к модуляционной угловой частоте ω_n и в следующих пределах:

$$\frac{1}{\omega_n C} \leq 0,1\omega_n L \quad (7)$$

где $\omega_n = 2\pi f_n$.

В-третьих, внутренняя резонансная частота ω_0 колебательного LC-контура в схеме на рис. 3, б должна быть больше частоты основной гармоники ω_1 [8]:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} > \omega_1. \quad (8)$$

В-четвертых, в номинальном рабочем режиме асинхронного ЭП падение напряжения на индуктивности L фильтра должно быть относительно небольшим (чтобы установка фильтра Φ не вызвала заметного снижения выходного напряжения преобразователя частоты):

$$\omega_1 L I_{1n} \leq (0,05 - 0,1) U_{\text{фн}}, \quad (9)$$

где I_{1n} – действующее значение основной гармоники входного тока ДНПЧ-ШИМ в номинальном режиме работы ЭП; $U_{\text{фн}}$ – номинальное действующее значение фазного сетевого напряжения (или напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора).

В-пятых, поскольку при функционировании LC-контуров возникает резонанс протекающих в них токов, то для ограничения значений резонансных токов (которые могут потребляться из питающей сети), а также с целью демпфирования переходных колебательных процессов в этих фильтрах [10] необходимо установить в указанные резонансные контуры по активному сопротивлению R_{Ln} . Данное сопротивление, в свою очередь, должно иметь определенное (оптимальное) значение, равное индуктивному сопротивлению соответствующего резонансного контура при протекании тока основной гармоники [10]:

$$R_{Ln} = \omega_1 L_n. \quad (10)$$

В-шестых, резонансные фильтры, настроенные на 5-ую и 7-ую гармоники, должны выбираться из соотношения:

$$\frac{1}{\omega_n C_n} = \omega_n L_n. \quad (11)$$

где L_n и C_n – индуктивность и емкость резонансных фильтров для n -ой гармоники тока.

Как показали последующие исследования, параметры индуктивности L и емкости C фильтра Φ в схеме на рис. 2, удовлетворяющие соотношениям: (5), (7)–(11), – обеспечивают эффективную фильтрацию высших гармонических составляющих сетевого тока асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ и получение в номинальном режиме работы указанного электропривода значения входного коэффициента мощности, близкого к единице. Математическое решение упомянутых соотношений: (5), (7)–(11), – представляет собой, по существу, разработанную автором методику расчета параметров сетевого пассивного фильтра для асинхронных ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ.

В качестве иллюстрации данной методики выполнен расчет сетевого фильтра для упрощенного ДНПЧ-ШИМ, питающего асинхронный двигатель 4A132S6Y3 мощностью 5,5 кВт (с номинальными действующими значениями фазного напряжения $U_{\text{фн}}=220\text{В}$ и тока

$I_{\text{фн}}=10,2\text{А}$, электромагнитного момента $M_n=49,2\text{Н}\cdot\text{м}$).

В номинальном режиме для ДНПЧ-ШИМ частота переключения силовых ключей составляла $f_n=9,1\text{кГц}$, а эквивалентное сопротивление нагрузки преобразователя равнялось значению: $R_n=U_{\text{фн}}/I_{1n}=21,57\text{Ом}$.

В соответствии с уравнением (9) определим значение индуктивности L входного фильтра, которое принимается равным 5 мГн. Для успешной фильтрации высокочастотной составляющей в сетевом токе и предотвращения резонанса тока в LC-контуре определяется из соотношений (7) и (8) необходимое значение емкости C сетевого «Г»-образного фильтра, которое принимается равным 100 мкФ. Задавшись (с позиции унификации) одинаковым значением индуктивностей резонансных фильтров: $L_5=L_7=10\text{мГн}$, из соотношения (11) вычисляются необходимые значения емкостей конденсаторов для данных резонансных фильтров: $C_5=40,57\text{мкФ}$; $C_7=20,7\text{мкФ}$. Подставив рассчитанные выше параметры фильтра Φ в уравнение (5) и решив его относительно индуктивности L_1 , найдем численное значение этой индуктивности, равное $L_1=62\text{мГн}$. Посредством данной индуктивности L_1 , согласно (4), в номинальном режиме устанавливается входной коэффициент сдвига асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ по первой гармонике равным единице.

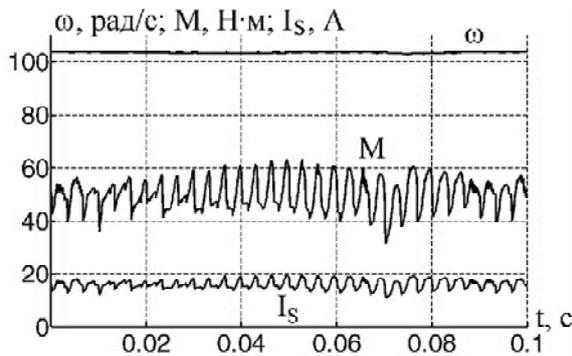
На **третьем этапе** посредством разработанной модели сетевого фильтра, рассчитываемой совместно с известной моделью асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ [9], осуществлены примеры расчета стационарных электромагнитных процессов и гармонического состава сетевого тока в рассматриваемом электроприводе для электродвигателя 4A132S6Y3 (мощностью 5,5 кВт). В цифровой модели сетевой фильтр реализован с помощью набора последовательных RLC-цепей, существующих в пакете программ MatLAB.

Результаты данных расчетов, выполненные для номинального значения момента нагрузки M_n , а также для номинального ω_n или равного половине от

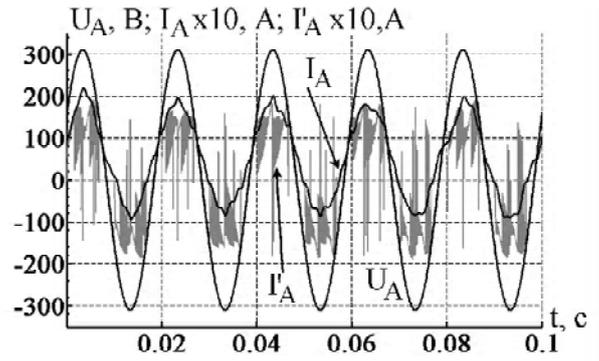
номинального $0,5\omega_H$ значения скорости двигателя, приведены на диаграммах на рис. 4 и рис. 5. На данных диаграммах используются следующие обозначения: ω – частота вращения (скорость) ротора, M – электромагнитный момент; I_S – модуль обобщенного вектора статорного тока двигателя; I_A и U_A – сетевые фазные ток и напряжение; I'_A – входной фазный ток преобразователя; I_{A5} и I_{A7} – фазные токи резонансных фильтров 5-ой и 7-ой гармоник соответственно; I_{CA} – фазный ток, протекающий через конденсатор С «Г»-образного фильтра; I_{A1} – ток протекающий через индуктивность L_1 (осуществляющую коррекцию коэффициента сдвига по первой гармонике); $I_{m(n)}/I_{m(1)}$ – отношение амплитуд n -ой гармонической составляющей фазного сетевого тока I_A к значению амплитуды ее первой гармоники (при этом $I_{m(n)}$ и $I_{m(1)}$ получены с помощью стандартной функции *fft* пакета программ MatLAB, использующей метод разложения кривых в ряд Фурье).

При применяемом релейном алгоритме управления значение частоты f_n переключения силовых ключей АИН устанавливается автоматически в зависимости от величины токовых «коридоров» (причем, при изменении скорости и момента нагрузки указанное значение f_n модуляционной частоты не постоянно) [2, 5]. Из-за изменения модуляционной частоты f_n , в свою очередь, изменяется форма входных токов ДНПЧ-ШИМ. Для учета изменения формы сетевого тока, вызванного указанным влиянием модуляционной частоты и варьированием взаимного фазового сдвига текущих значений сетевого фазного напряжения и выходного фазного напряжения ДНПЧ-ШИМ, электромагнитные процессы (а-г) и гармонический состав сетевых токов (д) электропривода на упомянутых диаграммах на рис. 4 и рис. 5 рассчитаны на интервале времени T , равном пяти периодам сетевого напряжения.

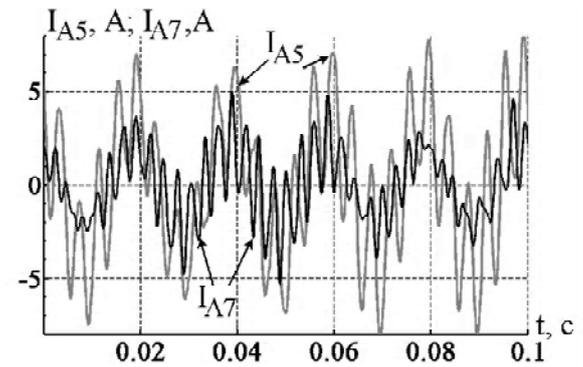
Для оценки эффективности работы предложенной схемы пассивного фильтра Ф проведено вычисление действующего значения I_{Ad} фазного сетевого тока при изменении выходной скорости ω/ω_H и электромагнитного момента M/M_H двигателя, что показано на графиках на рис. 6. Указанные графики свидетельствуют о



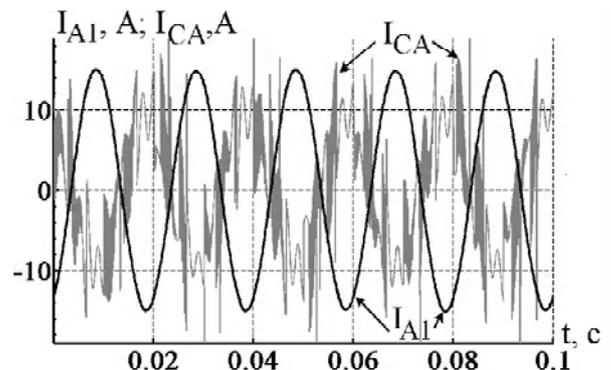
а)



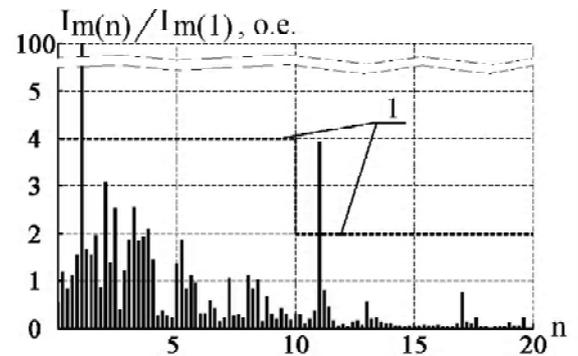
б)



в)



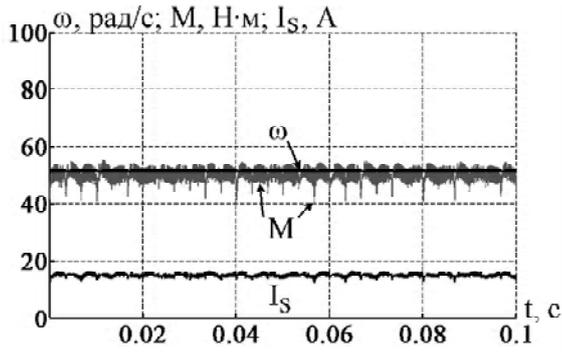
г)



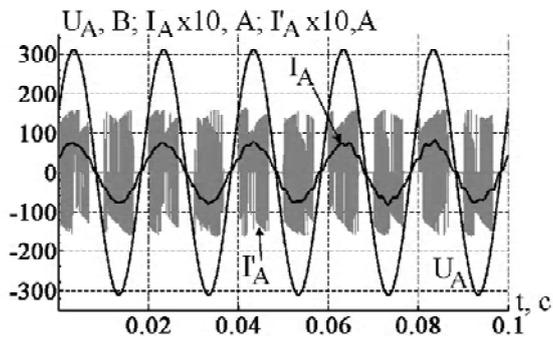
д)

Рис. 4. Электромагнитные процессы (а-г) и гармонический состав сетевого тока (д) асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ и пассивным фильтром Ф при $\omega = \omega_H$ и

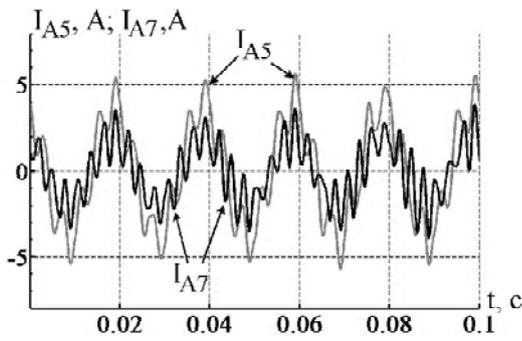
$$M = M_H$$



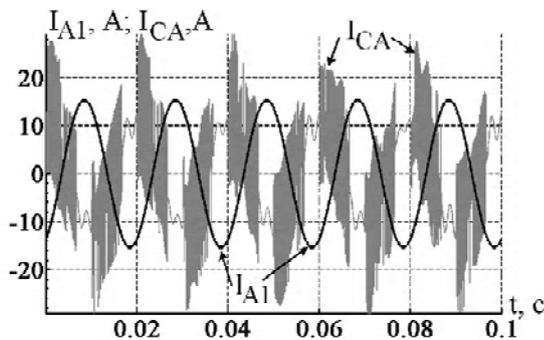
а)



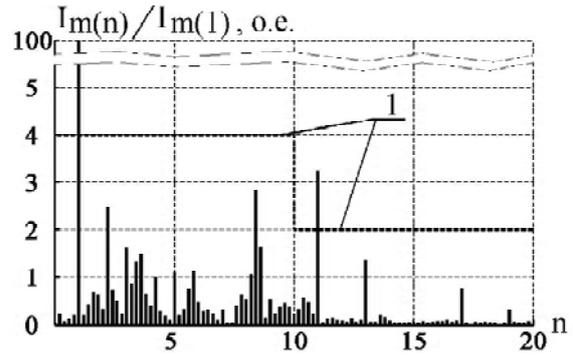
б)



в)

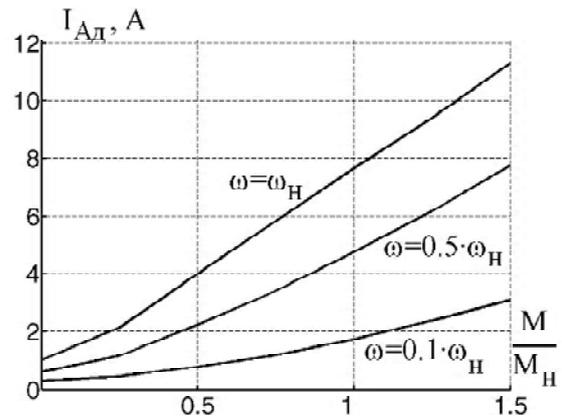


г)

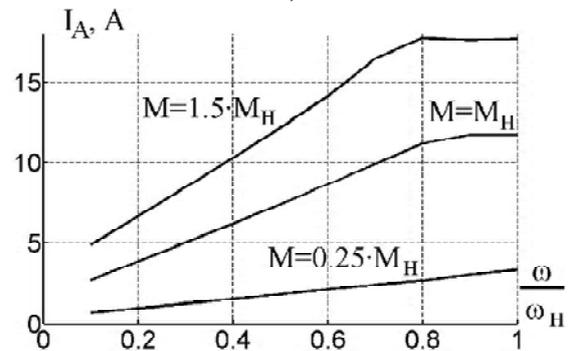


д)

Рис. 5. Электромагнитные процессы (а-г) и гармонический состав сетевого тока (д) асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ и пассивным фильтром Ф при $\omega = 0.5\omega_H$ и $M = M_H$



а)



б)

Рис. 6. Изменение действующего значения сетевого фазного тока электропривода: а – от электромагнитного момента; б – от скорости двигателя

потреблению фильтром Ф из питающей сети тока, значение которого примерно прямо пропорционально развиваемой мощности на валу двигателя (как и в асинхронном ЭП с автономным инвертором напряжения с ШИМ [2]).

На **четвертом этапе** выполнен анализ ряда энергетических показателей асинхронного ЭП с упрощен-

ным ДНПЧ-ШИМ после установки в нем сетевого фильтра Ф (со схемой на рис. 2) и с ранее вычисленными для него параметрами. При этом проведен расчет значений следующих энергетических показателей: сетевого коэффициента сдвига и мощности электроприво-

да, коэффициента искажения сетевого тока и коэффициента гармоник сетевого тока электропривода.

Коэффициент искажения γ сетевого тока рассчитан из (2), а результаты этих расчетов (при которых ограничивались диапазоном гармоник $n \leq 40$) приведены в табл. 1.

Таблица 1. Коэффициент искажения γ сетевого тока (в процентах)

$\frac{M}{M_H}$	$\frac{\omega}{\omega_H}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
	0		95,91	97,28	97,69	97,26	97,41	95,23	92,54	89,85	95,42
0,25		98,79	98,54	98,48	98,17	99,43	98,23	97,70	97,21	98,62	98,50
0,5		98,58	99,60	99,40	99,54	99,67	99,34	99,35	98,62	98,84	99,83
0,75		99,55	99,73	99,66	99,70	99,76	99,60	99,63	99,30	99,40	99,71
1		99,67	99,81	99,82	99,82	99,70	99,85	99,72	99,00	99,50	99,47
1,25		99,63	99,75	99,70	99,83	99,86	99,70	98,15	97,20	98,72	98,81
1,5		99,66	99,84	99,81	99,85	99,80	99,70	96,14	98,59	98,43	98,45

Расчет текущего значения модуля обобщенного вектора сетевых токов ЭП осуществим из зависимости [2]:

$$I = \left[\frac{2}{3} (I_A^2 + I_B^2 + I_C^2) \right]^{1/2}, \quad (12)$$

где I_A, I_B, I_C – текущие фазные значения сетевых токов (потребляемым фильтром Ф на рис. 1).

Для стационарных режимов, соответствующих диапазонам частот 4 и 5, обобщенный вектор I и среднее I_1 значения модуля обобщенного вектора сетевых токов электропривода, которые показаны на рис. 7.

Для вычисления коэффициента сдвига $\cos \varphi_1$ между первыми гармониками сетевых тока и напряжения предварительно определим гармонические функции от аргумента Θ_U обобщенного вектора сетевого напряжения из зависимостей [2]:

$$\left. \begin{aligned} \cos \Theta_U &= U_A / \left[U_A^2 + (U_B - U_C)^2 / 3 \right]^{1/2}, \\ \sin \Theta_U &= (U_B - U_C) / \sqrt{3} \left[U_A^2 + (U_B - U_C)^2 / 3 \right]^{1/2} \end{aligned} \right\}, \quad (13)$$

где U_A, U_B, U_C – текущие фазные значения сетевого напряжения питающей сети.

С учетом последнего определим активную I_u и реактивную I_v , составляющие обобщенного вектора сетевого тока ЭП из соотношений [2]:

$$\left. \begin{aligned} I_\alpha &= I_A \text{ и } I_\beta = \frac{I_B - I_C}{\sqrt{3}}, \\ I_u &= I_\alpha \cos \Theta_U + I_\beta \sin \Theta_U, \\ I_v &= I_\beta \cos \Theta_U - I_\alpha \sin \Theta_U \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

где I_α, I_β – проекции обобщенного вектора сетевого тока на оси неподвижной ортогональной координатной системы «a-b».

Проекции обобщенного вектора основной (первой) гармоники сетевого тока электропривода рассчитаем из зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} I_{1u} &= \frac{1}{T} \int_0^T I_u dt, \\ I_{1v} &= \frac{1}{T} \int_0^T I_v dt \end{aligned} \right\}. \quad (15)$$

Сетевой коэффициент сдвига электропривода вычислим из соотношения:

$$\cos \varphi_1 = I_{1u} / I_1, \quad (16)$$

где амплитуда I_1 первой гармоники потребляемого сетевого тока определяется из зависимости:

$$I_1 = \sqrt{I_{1u}^2 + I_{1v}^2}, \quad (17)$$

Результаты расчетов согласно соотношению (16) приведены в табл. 2.

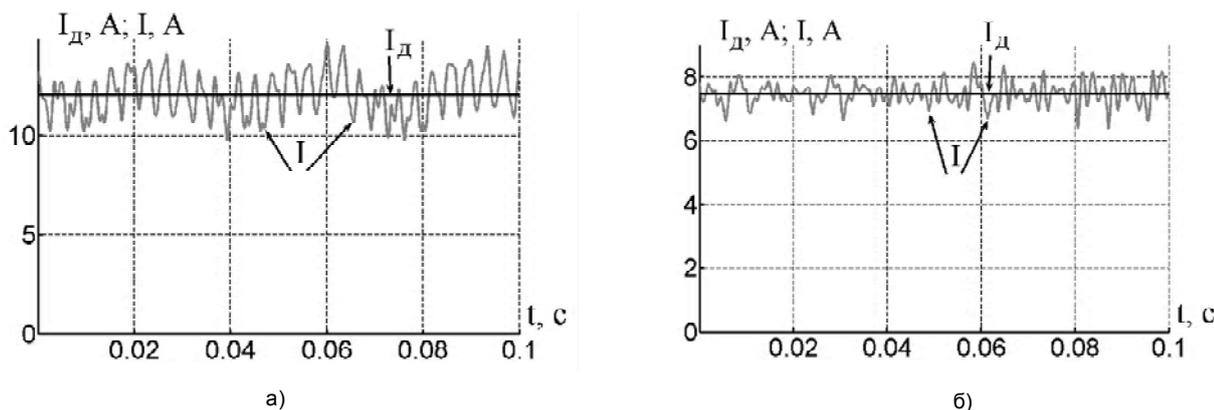


Рис. 7. Временные диаграммы текущего значения модуля I обобщенного вектора сетевого тока ЭП и его среднее значение I_d :
 а – при $\omega = \omega_n$ и $M = M_n$; б – при $\omega = 0,5\omega_n$ и $M = M_n$

Таблица 2. Значения сетевого коэффициента сдвига $\cos\varphi_1$

$\frac{\omega}{\omega_n}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0	0,9992	1,0000	1,0000	0,9993	1,000	1,0000	0,9993	1,0000	0,9901	0,9831
0,25	0,9992	0,9994	0,9987	0,9993	0,9995	0,9999	1,0000	1,0000	0,9999	0,9917
0,5	0,9999	1,0000	1,0000	0,9997	0,9999	0,9999	0,9999	1,0000	0,9994	0,9945
0,75	1,0000	0,9997	0,9999	0,9999	1,0000	0,9999	1,0000	1,0000	0,9986	0,9972
1	0,9998	0,9997	0,9998	1,0000	0,9998	0,9999	0,9999	0,9998	0,9988	0,9991
1,25	0,9999	1,0000	0,9996	0,9998	0,9999	0,9999	0,9995	0,9993	0,9992	0,999
1,5	0,9999	0,9998	0,9999	0,9998	0,9999	0,9999	0,9991	0,9983	0,9982	0,9982

Коэффициент гармоник для сетевого тока электропривода находим из соотношения:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_d^2 - I_1^2}}{I_1} \cdot 100\%, \quad (18)$$

где действующее значение I_d модуля обобщенного вектора потребляемого сетевого тока находится из зависимости [2]:

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I^2 dt}. \quad (19)$$

Результаты расчетов согласно формуле (18) показаны в табл. 3. Предложенное соотношение (18) для расчета коэффициента гармоник похоже по своему виду на соответствующее соотношение из [7], но при этом базируется не на результатах разложения в гармонический ряд фазных сетевых токов, а – на использовании действующего и среднего значений модуля

обобщенного вектора сетевых токов. Это позволяет повысить точность расчета коэффициента гармоник K_{Γ} (которая явно выше, чем при расчетах с использованием разложения фазного тока на гармонические составляющие и пренебрежении составляющими разложения с высокими номерами гармоник).

Сетевой коэффициент мощности электропривода вычислим из соотношения [2]:

$$K_M = I_{1u} \cdot 100\% / I_d. \quad (20)$$

Результаты расчетов согласно соотношению (20) показаны в табл. 4.

Выводы.

1. Установлено, что посредством применения предложенной схемы пассивного сетевого фильтра и определенного выбора его параметров возможно поддерживать неизменно высоким (в пределах 0,97–0,99 и более) значение входного коэффициента мощности асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ в рабочих диапазонах регулирования скорости и момента нагрузки.

Таблица 3. Коэффициент гармоник сетевого тока (в процентах)

$\frac{M}{M_n}$ \ $\frac{\omega}{\omega_n}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0	19,91	15,76	15,71	13,04	13,8	18,37	27,84	37,22	24,2	19,46
0,25	10,26	11,39	13,32	13,02	5,23	11,64	15,32	19,59	13,98	13,55
0,5	10,65	6,1	8,22	6,4	3,93	7,66	7,92	14,78	11,44	4,69
0,75	7,09	4,77	6,16	4,87	3,88	6,34	6,42	9,68	9,33	5,88
1	5,68	3,87	4,04	2,89	5,4	3,49	5,23	12	8,67	8,98
1,25	6,3	4,72	5,6	3,58	3,05	5,69	10,42	19,68	15,24	14,6
1,5	5,44	3,32	3,68	3,39	4,08	5,59	21,97	14,78	15,88	15,45

Таблица 4. Значение сетевого коэффициента мощности (в процентах).

$\frac{M}{M_n}$ \ $\frac{\omega}{\omega_n}$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
0	95,83	97,28	97,69	97,19	97,41	95,23	92,48	89,85	94,48	94,93
0,25	98,71	98,48	98,35	98,1	99,38	98,22	97,7	97,21	98,61	97,68
0,5	98,57	99,6	99,4	99,51	99,66	99,33	99,34	98,62	98,78	99,28
0,75	99,55	99,7	99,65	99,69	99,76	99,59	99,63	99,3	99,26	99,43
1	99,65	99,78	99,8	99,82	99,68	99,84	99,71	98,98	99,38	99,38
1,25	99,62	99,75	99,66	99,81	99,85	99,69	98,1	97,13	98,64	98,71
1,5	99,65	99,82	99,8	99,83	99,79	99,69	96,05	98,42	98,25	98,27

2. Показано, что при релейном частотно-токовом управлении асинхронным ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ даже в конкретном стационарном режиме его работы спектральный состав гармоник сетевого тока различается для каждого из периодов сетевого напряжения. Поэтому предложено определять усредненные значения следующих энергетических показателей: сетевого коэффициента мощности, коэффициента искажения и коэффициента гармоник по сетевому току, – за несколько (например, 5-10) периодов сетевого напряжения.

3. Проведено сравнение с существующими стандартами, регламентирующими качество электроэнергии, результатов расчета гармонического состава сетевого тока асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ (полученных с применением предложенной схемы и выбранных параметров сетевого пассивного фильтра). Оно свидетельствует о следующем: во-первых, по гармоническому составу сетевой ток данного ЭП полностью соответствует отечественному стандарту ГОСТ 13109-97 [11]. Во-вторых, для приведения качества сетевого

тока асинхронного ЭП с упрощенным ДНПЧ-ШИМ к международному стандарту IEEE 519-1992 [12] (требования которого показаны кривыми 1 на рис. 4, д и рис. 5, д) достаточно в составе пассивного фильтра Ф (со схемой на рис. 2) установить дополнительно резонансный фильтр 11-ой гармоники.

Перечень ссылок

1. Волков А. В., Антонов Н. Л. Высокодинамичный асинхронный электропривод с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты // Техн. електродинаміка: Тем. випуск. Проблеми сучасної електротехніки. – Київ. – 2006. – Ч. 4. – С 65–70.
2. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.
3. Rivas D., Moran L., Dixon J.W., Espinoza J.R. Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques // IEEE Transaction on Industrial Electronics. – 2003. – Volume 50, Issue 1. – P. 161–170.

4. Lin B.R., Lee Y.-C. Three-Phase Power Quality Compensator Under the Unbalanced Sources and Nonlinear Loads // IEEE Transaction on Industrial Electronics. – 2004. – Volume 51, Issue 5. – P. 1009–1017.
5. Волков А.В., Антонов Н.Л. Быстродействующее векторное регулирование статорного тока в асинхронных электроприводах с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты // Электромашинобудування та електрообладнання. – К.: Техніка. – 2004. – Вип. 62. – С. 21–24.
6. Волков А. В., Антонов Н. Л.. Расчет параметров сетевого фильтра двухзвенного непосредственного преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией // Электро-машинобудування та електрообладнання. – К.: Техніка. – 2006. – Вип. 66. – С. 269–270.
7. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. – Новосибирск: НГТУ, 2003. – 664 с.
8. Чижено И. М., Руденко В.С., Сенько В. И. Основы преобразовательной техники. – М.: Высш. шк., 1974. – 430 с.
9. Волков А. В., Антонов Н. Л. Цифровая модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты с широтно-импульсной модуляцией, нагруженного на асинхронный двигатель // Електротехніка та електроенергетика. – 2003. – №2. – С. 67–71.
10. Blaabjerg F. Passive Filters — Potentialities and Limitations // IEEE Transaction on Industry Applications. – Volume 40, Issue 1. – P. 232–241.
11. ГОСТ 13109–97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Госстандарт, 1998. – 30 с.
12. Al-Zamil A. M., Torrey D. A. A Passive Series, Active shunt Filter for High Power Application // IEEE Transaction on Power Electronics. – 2001. – Volume 16, Issue 1. – P. 101–109.

Поступила в редакцию 18.05.07 г.

Запропоновано електричну схему, методику розрахунку й приклад розрахунку параметрів пасивного фільтра мережі для асинхронного електропривода зі спрощеним дволанковим БПЧ-ШІМ. Для даного електропривода досліджені, залежно від швидкості й навантаження, зміни вхідного коефіцієнта потужності, коефіцієнтів гармонік, зсуву й спотворення струму мережі, а також гармонійний склад струму мережі при релейному частотно-струмовому керуванні.

The electric scheme, design procedure and example of parameters calculation of the net passive filter for the asynchronous electric drive with simplified bi-directional frequency converter with PWM are offered. For the given electric drive the change of capacity entrance factor, factors of harmonics, shift and distortion of a source current and also harmonious structure of network current at relay frequency-current control that depend on speed and loading. are investigated.

УДК 621.3

В. В. Костюков, Л. Н. Канов

Численно-аналитическое моделирование переходных процессов в электротехнических системах

Предлагается метод, предназначенный для численно-аналитического моделирования переходных процессов в линейных электротехнических системах. Метод иллюстрируется примером моделирования переходного процесса двухфазного короткого замыкания в системе.

Моделирование переходных процессов занимает важное место при расчете режимов электротехнических систем. К настоящему времени сложилась стройная теория как аналитических, так и численных методов расчета переходных процессов в линейных системах [1,2]. Наиболее наглядным является классический метод, позволяющий получать аналитические выражения для каждой из переменных, описывающих режим системы. Однако, как отмечается, например, в [2], в сложных системах применение классического анализа затруднено излишней громоздкостью вычислений при определении постоянных интегрирования в выра-

жениях для переменных. В частности, для анализа системы n -го порядка требуется решать n систем линейных алгебраических уравнений для нахождения n^2 постоянных интегрирования и при этом вычислять начальные значения производных по переменным до $(n-1)$ -го порядка. Это обстоятельство сужает область применения классического анализа для исследования переходных режимов электротехнических систем [3, 4]. Преодоление указанных затруднений возможно численно-аналитическим решением линейных дифференциальных уравнений. Например, на кафедре «Элект-

роснабжение» УЛГТУ успешно разрабатывается метод схемных определителей [5], который пока не доведен до практического расчетного алгоритма. Широко ведутся работы по применению компьютерных аналитических пакетов, таких как: Maple 5, Mathematica 4 и др. [6]. Эти программные средства требуют представления дифференциальных уравнений в определенной форме и не позволяют получить аналитическое решение непосредственно по конфигурации электрической системы. Получили распространение моделирующие программы, такие как: PSPICE, Simulink, COLO [7], – предназначенные для имитационного моделирования динамических процессов. Однако, они не позволяют получить решение в аналитической форме.

Поэтому, несмотря на имеющиеся успехи в области моделирования переходных процессов вопрос создания метода, сохраняющего черты классического метода расчета, является актуальным. Статья посвящена разработке метода решения линейных дифференциальных уравнений, который сочетает преимущества численного и классического методов расчета и позволяет моделировать нестационарные и переходные режимы в сложных линейных электротехнических системах.

Методика и материалы исследований. Идея предлагаемого метода состоит в установлении связи между постоянными интегрирования для всех переменных системы в переходном режиме [8]. Пусть переходный процесс в системе n -го порядка описывается совокупностью m линейных алгебраических и дифференциальных уравнений, связывающих m переменных $x_j(t); j = 1, 2, \dots, m; n \leq m$. Объединим переменные системы в вектор $\mathbf{X}(t)$. Свободная составляющая переходного процесса характеризуется однородными уравнениями, алгебраизация которых (посредством формальной замены производной символом p) определяет собственные числа посредством приравнения определителя к нулю: $p_i; i = 1, 2, \dots, n$. Каждое простое собственное число определяет экспоненциальное слагаемое в выражении свободной составляющей процесса для каждой переменной.

Пусть для определенности это будет собственное число с номером 1, тогда упомянутое слагаемое в записи каждой переменной $x_{j\text{св}}(t)$ будет иметь вид $x_{j1} = k_{j1} \exp(p_1 t); j = 1, 2, \dots, m$. Объединим эти слагаемые в вектор частного решения $\mathbf{X}_1 = \mathbf{K}_1 \exp(p_1 t)$, соответствующий p_1 . Подставляя компоненты вектора \mathbf{X}_1 в однородные уравнения, после сокращения множителя $\exp(p_1 t)$ получаем систему m линейных, однородных, алгебраических уравнений для определения компонентов k_{j1} ; все они зависят от p_1 в виде:

$k_{j1} = k_j(p_1)$. Полагая переменную $x_1(t)$ за базовую и принимая $k_{11} = 1$, из любых $(m - 1)$ уравнений определим остальные компоненты вектора \mathbf{K}_1 в виде:

$k_j(p_1), j = 2, \dots, m$. Таким образом, вектор \mathbf{X}_1 частного решения, соответствующего собственному числу p_1 , определен с точностью до постоянного множителя.

Выполнив аналогичную процедуру для других собственных чисел $p_i, i = 2, 3, \dots, n$, получим другие векторы частных решений $\mathbf{X}_i, i = 2, \dots, n$. Структура коэффициентов $k_j(p_i)$ сохраняется для всех собственных чисел. Эти коэффициенты зависят только от значений последних и от параметров системы; кроме того $k_1(p_i) \equiv 1$.

Общее решение однородных уравнений определяется суммой

$$\mathbf{X}_{\text{св}}(t) = \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{X}_i(t) = \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{K}_i \exp(p_i t),$$

где c_i – неопределенные множители. Окончательное решение неоднородных уравнений с учетом вектора установившихся значений переменных $\mathbf{X}_{\text{уст}}(t)$ имеет вид

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{K}_i \exp(p_i t) + \mathbf{X}_{\text{уст}}(t). \quad (1)$$

Произведения множителей c_i и компонентов векторов \mathbf{K}_i образуют постоянные интегрирования для всех переменных, принятые в классическом методе: $A_{ji} = c_i k_j(p_i), i = 1, \dots, n; j = 1, \dots, m$. Для базовой переменной объединим эти постоянные $A_{i1} = c_i$ в вектор $\mathbf{A}_1 = [A_{11} \ A_{12} \ \dots \ A_{1n}]^T$. В соответствии со структурой уравнения (1) матрица постоянных интегрирования имеет вид

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \dots & A_{1n} \\ k_2(p_1)A_{11} & k_2(p_2)A_{12} & \dots & k_2(p_n)A_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ k_m(p_1)A_{11} & k_m(p_2)A_{12} & \dots & k_m(p_n)A_{1n} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Общее решение уравнения (1) теперь можно записать следующим образом

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A} e^{P t} + \mathbf{X}_{\text{уст}}(t), \quad (3)$$

где вектор $e^{P t}$ имеет компоненты $\exp(p_i t)$.

Выбирая в (3) выражения для n переменных $x_j(t)$, получаем при $t = 0_+$ уравнение для определения вектора \mathbf{A}_1 постоянных интегрирования базовой перемен-

ной $\mathbf{K}\mathbf{A}_1 = \mathbf{X}(0_+) - \mathbf{X}_{\text{уст}}(0_+)$, где матрица \mathbf{K} состоит из коэффициентов частных решений:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ k_2(p_1) & k_2(p_2) & \dots & k_2(p_n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ k_n(p_1) & k_n(p_2) & \dots & k_n(p_n) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Отсюда находим

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{K}^{-1}(\mathbf{X}(0_+) - \mathbf{X}_{\text{уст}}(0_+)). \quad (5)$$

После определения вектора \mathbf{A}_1 из (2) находятся постоянные интегрирования всех остальных переменных, а из (3) – аналитические выражения для всех переменных системы.

Для формализации определения коэффициентов (4) предлагается следующая численная процедура. Поместим в ветвь системы, соответствующую базовой переменной, единичный источник тока, если базовая переменная является током в этой ветви. Если же базовая переменная является напряжением на этой ветви или на ее элементе, заменим эту ветвь или элемент единичным источником ЭДС, направленным встречно напряжению. Индуктивности и емкости в оставшихся ветвях заменим соответственно сопротивлениями $p_i L_j$ и проводимостями $p_i C_j$; $j = 2, 3, \dots, m$. Источники энергии заменим их внутренними сопротивлениями. Выполнив расчет полученной схемы (например, с помощью существующих моделирующих программных средств Electronics Workbench, Simvlink) относительно переменных x_j , $j = 2, 3, \dots, m$, получим первый столбец в матрице (4), соответствующий собственному числу p_1 . Заметим, что структура схемы сохраняется и при анализе со следующими собственными числами. А именно, для получения следующих столбцов в матрице (4) следует повторять расчет, придавая упомянутым сопротивлениям и проводимостям значения соответственно $p_i L_j$ и $p_i C_j$; $j = 2, 3, \dots, m$; $i = 2, 3, \dots, n$.

При наличии комплексно-сопряженных собственных чисел вида $p_{1,2} = -\delta_1 \pm j\omega_1$ получаем комплексно-значные сопротивления и проводимости: $Z_{L1} = -\delta_1 L \pm j\omega_1 L$; $Y_{C1} = -\delta_1 C \pm j\omega_1 C$. В этом случае элементы матрицы (4) будут сопряженными. Постоянные интегрирования, соответствующие комплексным собственным числам, полученные из выражения (5), также будут комплексно сопряжены.

Достоинством предлагаемого метода является возможность получения численно-аналитического выражения для каждой переменной системы, участвующей в переходном процессе. Эти выражения имеют тот же вид, что и полученные существующими методами. Однако, при предложенном методе за счет примене-

ния коэффициентов (4) вычисление постоянных интегрирования более удобно, чем в существующих методах. Вычисление этих коэффициентов в предлагаемом методе сводится к ряду расчетов схемы постоянного или синусоидального тока, не требует подготовительной работы по составлению уравнений и может быть выполнено существующими программными комплексами. Предлагаемый метод может быть использован для аналитического расчета переходных процессов в линейных и линеаризованных электротехнических системах постоянного и переменного тока, порядок которых ограничивается лишь заданной точностью численного определения собственных чисел системы.

Для иллюстрации предложенного метода рассчитаем с его помощью переходный процесс двухфазного короткого замыкания (через сопротивление r) в электрической системе, изображенной на рис. 1 [4].

Будем полагать, что сопротивления Z_1, Z_2 имеют резистивно-индуктивный характер: $Z_1 = r_1 + j\omega L_1$,

$Z_2 = r_2 + j\omega L_2$. Характеристическое уравнение в схеме после короткого замыкания имеет вид

$$[2Z_1 Z_2 + r(Z_1 + Z_2)](Z_1 + Z_2) = 0, \quad (6)$$

где $Z_1 = r_1 + pL_1, Z_2 = r_2 + pL_2$. Выбирая за базовую переменную ток i_B и, принимая во внимание индуктивный характер этой ветви, составим схему замещения для определения коэффициентов (4), изображенную на рис. 2. Расчет этой схемы дает соотношения:

$$\left. \begin{aligned} k_A(p) = I_A &= -\frac{1}{\Delta(p)} [r(Z_1 + Z_2) + 2Z_1 Z_2]; \\ k_5(p) = I_5 &= -\frac{1}{\Delta(p)} [r(Z_1 + Z_2) - Z_1 Z_2]; \\ k_C(p) = I_C &= -(k_A(p) + 1); \\ k_4(p) = I_4 &= -(k_A(p) + k_5(p)), \\ \Delta(p) &= Z_2(4Z_1 + 3Z_2) + 2r(Z_1 + Z_2). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

При этом начальные значения токов определяются из предшествующего короткому замыканию симметрич-

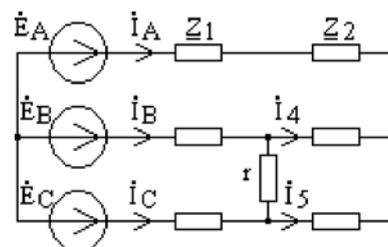


Рис.1. Двухфазное короткое замыкание

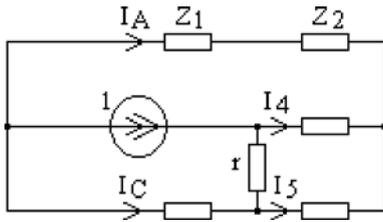


Рис.2. Определение коэффициентов системы

ного режима, а установившийся режим определяется с помощью симметричных составляющих.

Задавшись численными значениями: $r_1 = 1 \text{ Ом}$; $r_2 = 2 \text{ Ом}$; $r = 0,2 \text{ Ом}$; $x_1 = 10 \text{ Ом}$; $x_2 = 30 \text{ Ом}$; $E = 220 \text{ В}$ промышленной частоты, – рассчитаем из (6) собственные числа: $p_1 = -34,796$; $p_2 = -21,723$; $p_3 = -23,55$. Полная матрица коэффициентов (4), упорядоченная по собственным числам и переменным i_B, i_A, i_5, i_C, i_4 имеет вид

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ k_A(p_1) & k_A(p_2) & k_A(p_3) \\ k_5(p_1) & k_5(p_2) & k_5(p_3) \\ k_C(p_1) & k_C(p_2) & k_C(p_3) \\ k_4(p_1) & k_4(p_2) & k_4(p_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -2 \\ 0,082 & -4,082 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \\ -0,082 & 4,082 & 1 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где начальные значения токов равны: $\dot{I}_{0A} = 0,41 - j5,469 \text{ A}$; $\dot{I}_{0B} = \dot{I}_{04} = -4,942 + j2,379 \text{ A}$; $\dot{I}_{0C} = \dot{I}_{05} = 4,531 + j3,09 \text{ A}$, а установившиеся значения: $\dot{I}_A = \dot{I}_{0A}$; $\dot{I}_B = -19,029 + j0,664 \text{ A}$; $\dot{I}_C = 18,619 + j4,805 \text{ A}$; $\dot{I}_4 = -0,216 + j2,797 \text{ A}$; $\dot{I}_5 = -0,194 + j2,673 \text{ A}$.

Причем, элементы полной матрицы (2) постоянных интегрирования являются комплексными (ввиду комплексных значений токов как для начального, так и установившегося режима):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 14,946 + j1,782 & -0,859 - j0,066 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1,221 + j0,146 & 3,505 + j0,271 & 0 \\ -14,946 - j1,782 & 0,859 + j0,066 & 0 \\ -1,221 - j0,146 & -3,505 - j0,271 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Анализ последних выражений показывает, что в неповрежденной фазе А после короткого замыкания переходный процесс отсутствует (ввиду равенства коэффициентов $k_A(p_1)$ и $k_A(p_2)$ нулю). Наиболее интенсивно переходный процесс проявляется в фазах В и С. Элементы первой и четвертой, третьей и пятой строк матрицы \mathbf{K} свидетельствуют о том, что свободные составляющие токов в фазах В и С, а также в ветвях 4 и 5 – «противофазны». Собственное число p_3 , соответствующее последнему множителю характеристического уравнения (6), не влияет на формирование переходного процесса.

На рис. 3 показаны результаты моделирования фазных токов i_A, i_B, i_C , с помощью найденных постоянных интегрирования. Графики построены в соответствии с зависимостью:

$$i_s(t) = \text{Im} \sqrt{2} \left[\sum_{l=1}^2 A_{sl} \exp(p_l t) + \dot{I}_{s \text{ ycm}} \exp(j\omega t) \right]$$

при $\omega = 314 \frac{1}{c}$, (10)

где s – обозначает индекс рассчитываемого тока в схеме на рис. 2.

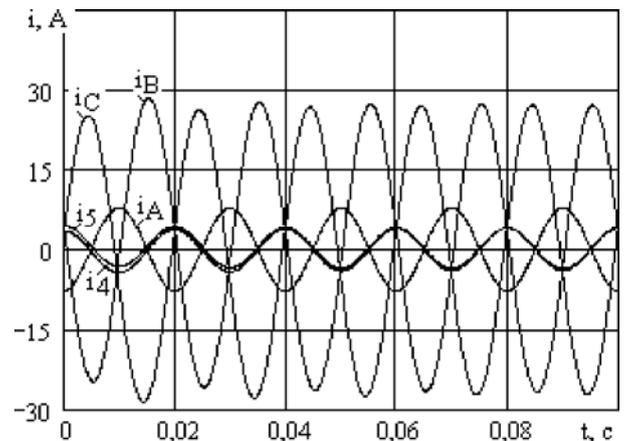


Рис.3. Переходный процесс двухфазного короткого замыкания

Данная зависимость представляет собой численно-аналитическое выражение для переменных системы, участвующих в переходном процессе. К этому же выражению приведет применение существующих методов расчета (однако, при этом вычисления как для классического, так и для операторного методов будут более громоздкими). Сопоставление переходных процессов с результатами численного моделирования показывает их полное соответствие.

Выводы.

1. Предложенный численно-аналитический метод основан на определении полной матрицы постоянных

интегрирования и предназначен для расчета переходных процессов в линейных электротехнических системах.

2. Предложенный метод является дальнейшим развитием классических методов расчета переходных процессов в линейных системах. Достоинством этого метода является возможность оценки вклада каждого собственного числа системы дифференциальных уравнений в формирование свободной составляющей переходного процесса, а также отсутствие необходимости в определении производных от переменных системы для нахождения постоянных интегрирования.

Перечень ссылок

1. Теоретические основы электротехники. Т.2 / К.С.Демирчян, Л.Р.Нейман, Н.В.Коровкин, В.Л.Чежулин. – СПб.: Изд-во «Питер», 2003. – 576 с.
2. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – М.: Изд-во «Гардарики», 2000. – 638 с.
3. Руководящие указания по расчету токов короткого замыкания и выбору электрооборудования / Под ред. Б.Н.Неклепаева. – М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2004. – 152 с.

4. Куликов Ю.А. Переходные процессы в электрических системах. – Новосибирск: НГТУ, М.: Мир: ООО «Изд-во АСТ», 2003. – 283 с.
5. Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей / С.А.Курганов, В.В.Филаретов. – Ульяновск: Изд-во УлГТУ, 2003. – 228 с.
6. Семенов М.Г. Введение в математическое моделирование. М.: Изд-во «Солон-Р», 2001. – 112 с.
7. Тиховод С.М. Моделирование динамических электромагнитных процессов в трансформаторе с современной электротехнической сталью // Электротехника та електроенергетика. – 2006. – № 1. – С.37–41.
8. Костюков В.В. Связь между постоянными интегрирования при анализе переходных процессов в линейных электрических цепях // Вестник СевНТУ. Вып. 55: Механика, энергетика, экология: Сб. науч. тр.; Севастоп. нац. техн. ун-т. – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2004. – С.80–86.

Поступила в редакцию 30.05.06 г.,

После доработки 15.04.07 г.

Пропонується метод, призначений для численно-аналітичного моделювання перехідних процесів у лінійних електротехнічних системах. Метод ілюструється прикладом моделювання перехідного процесу короткого замикання в системі.

The method, intended for numerically-analytical modelling of transients in single-line electro-technical system are offered.. The method is illustrated by modelling of two-phase short circuit transients in the system.

УДК 621.314.322.001.6: 519.872: 519.622.2

С. М. Тиховод

Совершенствование численных методов расчета электромагнитных процессов в сложных нелинейных электрических и магнитных цепях

Разработаны усовершенствованные методы численного интегрирования систем дифференциальных уравнений, предназначенные для моделирования динамических электромагнитных процессов в электрических и магнитных цепях. Данные методы внедрены в универсальный программный комплекс COLO, с помощью которого выполнен пример расчета переходных процессов в трехфазном трансформаторе.

При моделировании электромагнитных процессов в сложных электротехнических устройствах существует необходимость составления и численного интегрирования систем дифференциальных уравнений. Порядок (т. е. содержащееся в них количество уравнений) этих систем может достигать нескольких сотен. Для моделирования таких процессов широко используются известные программные комплексы: NAP, PSpice, OrCAD, Simulink, Colo и другие [1-5]. Указанные программы по исходным данным, описывающим электрическую цепь, автоматически составляют систему дифференциальных уравнений и с помощью встроенного решателя производят численное интегрирование составленной

системы уравнений. Решатели, включенные в указанные программные комплексы, как правило, предоставляют возможность выбора одного из нескольких известных методов численного интегрирования дифференциальных уравнений. Наиболее распространенными методами численного интегрирования дифференциальных уравнений являются методы Рунге-Кутты, Хемминга, Адамса, Башфорта, Маултона, Гира [6]. Однако, применение этих методов для численного интегрирования систем дифференциальных уравнений высокого порядка зачастую приводит к значительным затратам компьютерного времени или к расходимости вычислительного процесса.

Целью статьи является создание усовершенствованных методов численного интегрирования систем дифференциальных уравнений, позволяющих моделировать динамические процессы в сложных нелинейных электрических и магнитных цепях с сокращением затрат компьютерного времени при устойчивом характере сходимости вычислительного процесса.

Как известно, дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами могут быть получены на основании законов Кирхгофа, записанных в форме для мгновенных значений. Уравнения, описывающие электрические процессы в сложных электрических цепях, составляются, как правило, не вручную, а программным способом по специальным алгоритмам. Например, в работе [5] применен алгоритм составления уравнений Кирхгофа с помощью автоматического построения дерева цепи.

Для упрощения изложения сущности предложенных методов рассмотрим их на примере анализа решения одного дифференциального уравнения (1):

$$\alpha x' + \beta x = f(t), \quad (1)$$

определенного в области $t_1 \leq t \leq t_N$,

где $x(t)$ – может быть функцией от времени, напряжения на емкостном элементе или от тока, протекающего через индуктивный элемент. Таким образом, $x(t)$ – переменная состояния электрической цепи, а x' – производная функции $x(t)$ по времени.

Допустим, что производную решения можно аппроксимировать полиномом степени $N-1$. При $N=4$ полином имеет вид:

$$x'(t) = \frac{dx}{dt} = p(t) = a_1 + a_2 t + a_3 t^2 + a_4 t^3. \quad (2)$$

Интервал изменения аргумента разобьем на одинаковые отрезки длиной h точками t_1, t_2, \dots, t_N . Для аппроксимирующего полинома (2) поставим дополнительное условие, чтобы в точках t_k деления интервала изменения аргумента выполнялись соотношения:

$$x'(t_k) = x'_k = p(t_k) \quad (3)$$

для $k = 1, 2, \dots, N$.

Если соотношение (3) записать для каждой точки t_k рассмотренного временного интервала, то для $N=4$ получим систему линейных алгебраических уравнений (если принять, что $t_1 = 0$):

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= x'(t_1), \\ a_1 + a_2 h + a_3 h^2 + a_4 h^3 &= x'(t_2), \\ a_1 + a_2 (2h) + a_3 (2h)^2 + a_4 (2h)^3 &= x'(t_3), \\ a_1 + a_2 (3h) + a_3 (3h)^2 + a_4 (3h)^3 &= x'(t_4), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Пусть номер k -ого отрезка, на которые разделен интервал изменения аргумента, совпадает с номером точки деления t_k , расположенной слева отрезка. Проинтегрируем выражение (2) на k -ом отрезке:

$$x_{k+1} - x_k = \int_{t_k}^{t_{k+1}} p(t) dt. \quad (5)$$

Подставив выражение (2) в зависимость (5) и выполнив интегрирование, получим:

$$\begin{aligned} x_{k+1} - x_k &= \frac{a_1}{1} (t_{k+1} - t_k) + \frac{a_2}{2} (t_{k+1}^2 - t_k^2) + \\ &+ \frac{a_3}{3} (t_{k+1}^3 - t_k^3) + \frac{a_4}{4} (t_{k+1}^4 - t_k^4), \end{aligned} \quad (6)$$

где $k=1 \dots N-1$.

Если уравнение (6) записать для всех N точек, то получим систему алгебраических уравнений при $N=4$:

$$\left. \begin{aligned} x_2 - x_1 &= \frac{a_1}{1} h + \frac{a_2}{2} h^2 + \frac{a_3}{3} h^3 + \frac{a_4}{4} h^4, \\ x_3 - x_2 &= \frac{a_1}{1} h + \frac{a_2}{2} 3h^2 + \frac{a_3}{3} 7h^3 + \frac{a_4}{4} 15h^4, \\ x_4 - x_3 &= \frac{a_1}{1} h + \frac{a_2}{2} 5h^2 + \frac{a_3}{3} 19h^3 + \frac{a_4}{4} 65h^4. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Системы алгебраических уравнений (4) и (7) объединим в одну систему из семи уравнений. Из полученной системы последовательно исключим пять переменных: a_1, a_2, a_3, a_4, x'_1 . В результате получим систему двух уравнений вида:

$$\left. \begin{aligned} x_3 &= \frac{8}{9} x_2 + \frac{1}{9} x_1 + \left(\frac{17}{27} x'_2 + \frac{14}{27} x'_3 - \frac{1}{27} x'_4 \right) \cdot h, \\ x_4 &= x_3 + \frac{1}{9} x_2 + \frac{1}{9} x_1 + \left(\frac{8}{27} x'_2 + \frac{22}{27} x'_3 - \frac{10}{27} x'_4 \right) \cdot h. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Первое уравнение системы (8) неудобно для практических расчетов, так как в последней точке t_4 присутствует не само решение, а только производная решения. Второе уравнение представляется более удобным, если считать, что x_4 – искомое значение функции в k -ой точке, x_3 – известное значение функции в предыдущей $(k-1)$ -й точке и т. д. Тогда второе уравнение системы (8) примет вид:

$$\begin{aligned} x_k &= x_{k-1} + \frac{1}{9} x_{k-2} - \frac{1}{9} x_{k-3} - \left(\frac{8}{27} x'_{k-2} - \right. \\ &\left. - \frac{22}{27} x'_{k-1} - \frac{10}{27} x'_k \right) \cdot h. \end{aligned} \quad (9)$$

Уравнение (9) позволяет вычислить значение решения дифференциального уравнения (2) в k -ой точке, если известно решение в предыдущих точках: $k-1, k-2, k-3$, а также известны производные решения в точках: $k, k-1, k-2$. Это уравнение имеет вид, характерный для многих неявных методов численного интегрирования дифференциальных уравнений. Однако, в уравнении (9) значения коэффициентов отличаются

от соответствующих коэффициентов, входящих в выражения для известных методов [7].

Если в уравнении (2) ограничиться тремя членами полинома и в выражении (3) поставить условие для трех точек, то аналогичными рассуждениями получим еще одно выражение для численного метода интегрирования дифференциальных уравнений:

$$x_k = \frac{4}{5}x_{k-1} + \frac{1}{5}x_{k-2} + \left(\frac{4}{5}x'_{k-1} + \frac{2}{5}x'_k\right) \cdot h. \quad (10)$$

Для оценки погрешности предложенных методов определим локальную ошибку дискретизации по методу, изложенному в работе [6]. Для уравнения (10) локальная ошибка дискретизации в точке t , соответствующей номеру $k-1$, имеет вид:

$$L(t, h) = \frac{1}{h} \left\{ x(t+h) - \frac{4}{5}x(t) - \frac{1}{5}x(t-h) - \left(\frac{4}{5}x'(t) + \frac{2}{5}x'(t+h)\right) \cdot h \right\}. \quad (11)$$

Разложив каждый член правой части выражения (11) в ряд Тейлора в окрестности точки t , получим:

$$L(t, h) = \frac{1}{h} \left\{ x(t) + x'(t)h + x''(t)\frac{h^2}{2} + x'''(t)\frac{h^3}{6} + x^{(4)}(z_1)\frac{h^4}{24} - \frac{4}{5}x(t) - \frac{1}{5} \left[x(t) - x'(t)h + x''(t)\frac{h^2}{2} - x'''(t)\frac{h^3}{6} + x^{(4)}(z_2)\frac{h^4}{24} \right] - h \left[\frac{4}{5}x'(t) + \frac{2}{5} \left(x'(t) + x''(t)h + x'''(t)\frac{h^2}{2} + x^{(4)}(z_3)\frac{h^3}{6} \right) \right] \right\}, \quad (12)$$

где z_1, z_2, z_3 – промежуточные точки, входящие в остаточные члены формулы Тейлора. Полагая, что четвертая производная решения ограничена, следует, что локальная ошибка дискретизации метода (10) имеет порядок величины h^3 , то есть:

$$L(h) = \max|L(t, h)| = O(h^3). \quad (13)$$

Это свидетельствует о том, что предложенный метод (10) имеет третий порядок точности. Аналогично можно показать, что метод (9) имеет четвертый порядок точности, что соответствует лучшим известным методам [7].

Разработанные методы (9) и (10) встроены в программный комплекс моделирования электрических и магнитных цепей СОЛО [8], в котором ранее использовались только методы Гира. Практика использования разработанных методов показывает, что при их применении скорость компьютерного моделирования не уступает методам Гира. Программный комплекс СОЛО содержит аппарат поддержки автоматического выбора шага интегрирования. Если на текущем шаге ин-

тегрирования количество итераций в методе Ньютона превышает заданное число N_{it} , то шаг интегрирования делится пополам. Если же количество итераций меньше некоторого заданного значения N_{it}/D_{it} в течение заданного числа шагов N_{it2} , то шаг интегрирования увеличивается вдвое. При моделировании динамических процессов в нелинейных цепях с круто изменяемыми характеристиками предложенный метод показывает лучшую сходимость вычислительного процесса по сравнению с методами Гира.

Проиллюстрируем применение предложенных методов на примере моделирования динамических электромагнитных процессов при включении пятистержневого трехфазного трансформатора на номинальное напряжение. Конструкция и схема подключения трансформатора показаны на рис. 1. Первичные обмотки трансформатора соединены звездой, а вторичные – треугольником. Вторичные обмотки нагружены на сопротивления R_{46}, R_{47}, R_{48} большой величины (100 кОм), чтобы задать режим холостого хода. Для моделирования электромагнитных процессов магнитная система трансформатора задается схемой замещения, показанной на рис. 2. На схеме замещения каждый однофазный участок магнитопровода представлен своей ветвью, по которой протекает свой магнитный поток. Нелинейность магнитных ветвей учтена введением элементов R_n и E_n , как это обосновано в работе [8]. Катушки, по которым протекает электрический ток, исполняют роль источников магнитодвижущих сил (МДС), управляемых током. Источники МДС обозначены на схеме так же, как источники ЭДС.

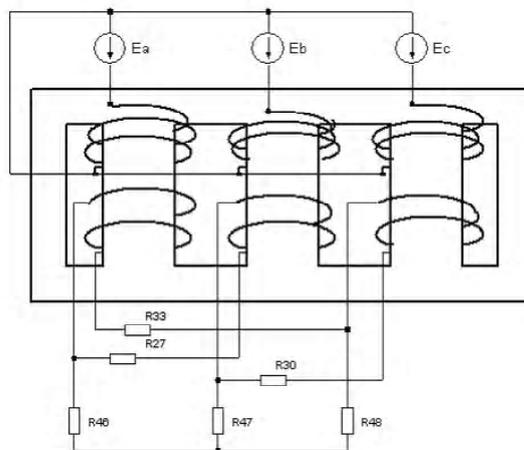


Рис. 1. Схема подключения трансформатора

Первичная и вторичная обмотки трансформатора представлены схемами замещения, изображенными на рис. 3 и рис. 4. Электродвижущие силы, индуцируемые в обмотках, представлены источниками ЭДС, управляемыми производной соответствующих магнитных потоков. Для получения производных магнитных потоков служат дифференцирующие цепочки, показанные на рис. 5. При этом совокупность цепей, показанных на рис. 2–рис. 5, рассматривается как единая цепь, в ветвях которой протекают электрические токи или магнитные потоки. Поскольку, с точки зрения вычислений, токи и магнитные потоки совершенно равнозначны, то все они на схемах замещения обозначены одним символом «i» с соответствующим номером.

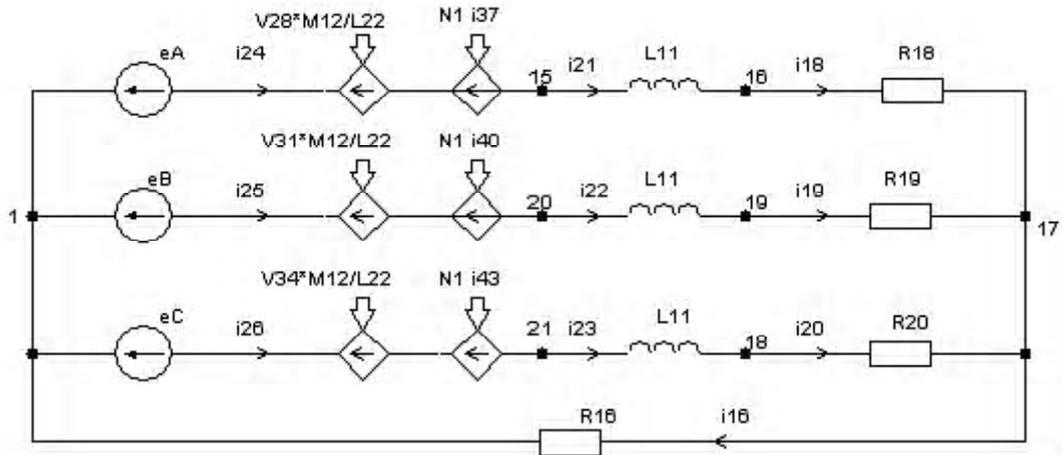


Рис. 2. Схема замещения первичной обмотки трансформатора с подключенным трехфазным генератором ЭДС

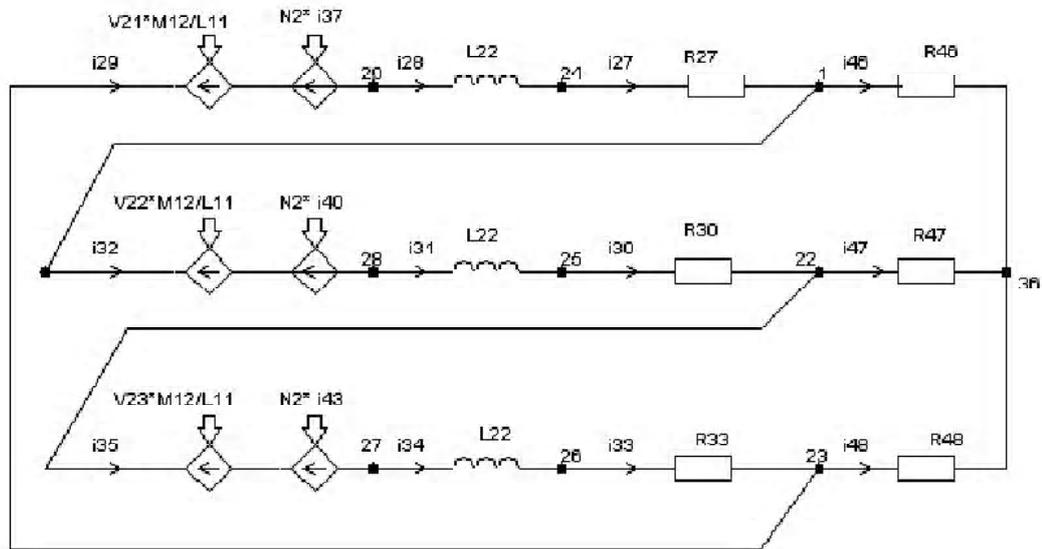


Рис. 3. Схема замещения вторичной обмотки трансформатора с подключенной нагрузкой

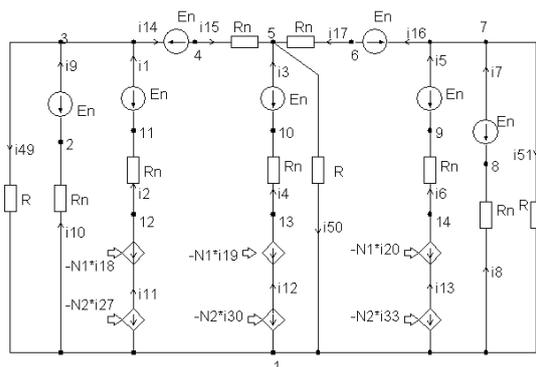


Рис. 4. Схема замещения магнитной системы трансформатора

На рис. 6 показаны результаты моделирования динамических процессов рассмотренного трехфазного трансформатора, полученные с помощью программного комплекса COLO (снабженного решателем, разработанным на основе предложенных методов).

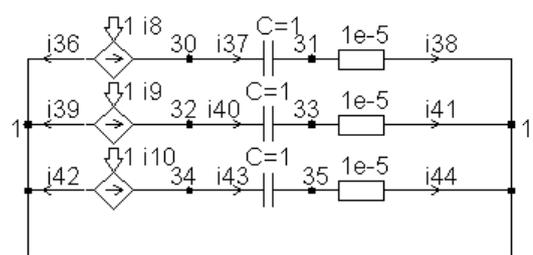


Рис. 5. Схема дифференцирующих цепочек

Выводы

1. Сравнение результатов расчета, проведенных комплексом COLO с решателями, выполненными на основе методов Гира и на основе предложенных методов, показали их хорошее взаимное совпадение (с точностью до десятых долей процента).
2. Однако, при использовании предложенных методов скорость расчета увеличена почти в полтора раза (за счет более быстрой сходимости итерационных процессов).

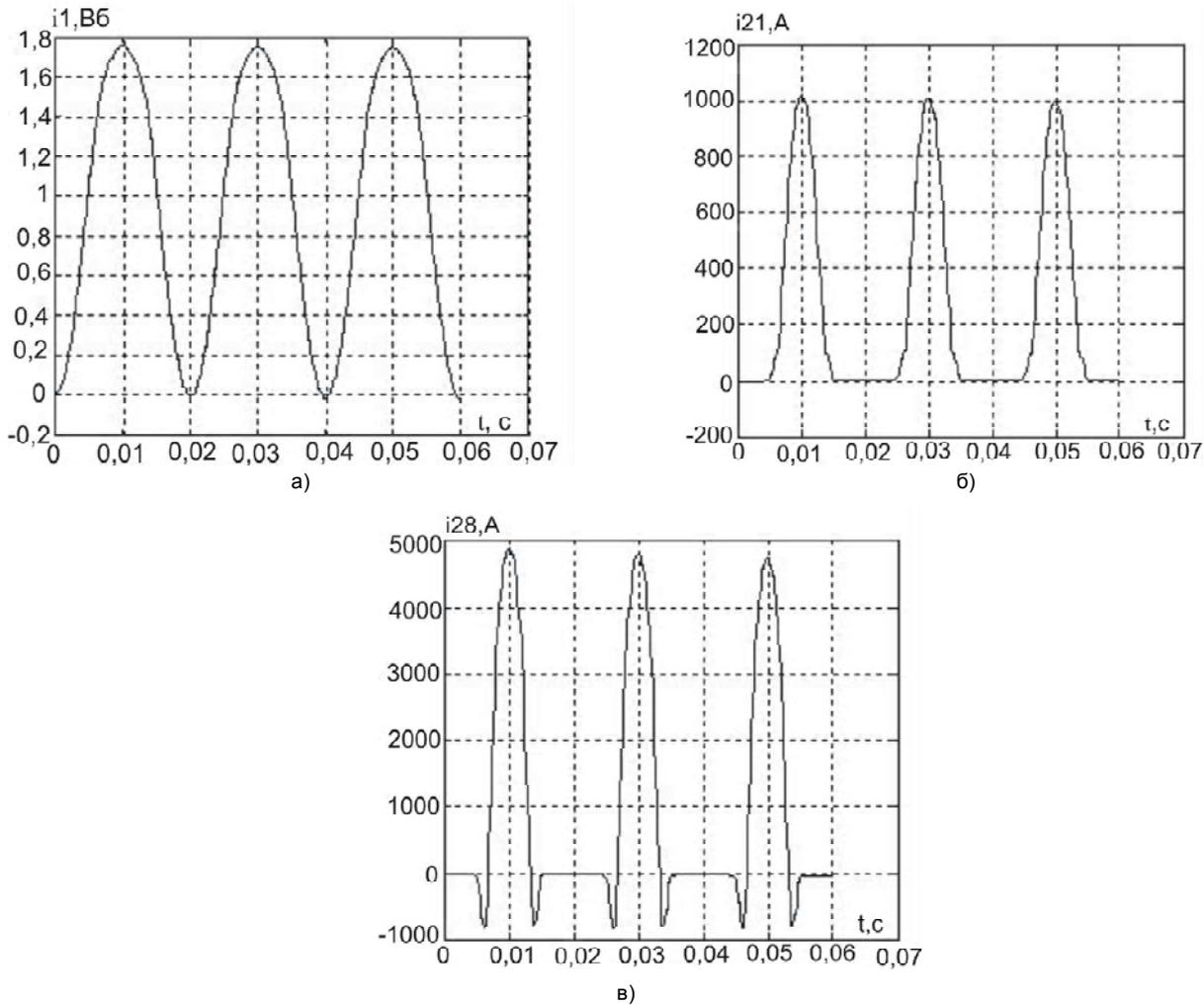


Рис. 6. Графики результатов моделирования электромагнитных процессов после включения трансформатора: а) магнитный поток в стержне фазы «А»; б) ток первичной обмотки фазы «А»; в) ток вторичной обмотки фазы «А»

3. Усовершенствованные методы могут быть основой для создания решателей новых САЕ-систем.

Перечень ссылок

1. Lindberg E. NAP2 and SPICE2. A short form users manual. <http://www.it.dtu.dk/~el/ecs/nap2spi2.htm>
2. Разевиг В.Д. Система проектирования OrCAD 9.2.– М.: Солон-Р, 2001. – 519 с.
3. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. MatLab 6.0.– СПб.:Корона, 2001.– 320 с.
4. Дьяконов В. Simulink 4. Специальный справочник. – СПб.: Питер, 2002. – 528 с.
5. Тиховод С. М., Корнус Т. М., Паук Ю. И., Тарчуткин А. Л. Разработка алгоритма и программы расчета переходных процессов в нелинейных электрических цепях // Электротехника та електроенергетика 2003. – № 1. – С. 75–79.
6. Дж. Ортега, У. Пулл. Введение в численные методы решения дифференциальных уравнений.– М.: Наука, 1986. – 288 с.
7. Чуа Л. О., Пен – Мин – Лин. Машинный анализ электронных схем. М.: Энергия, 1980. – 640 с.
8. Тиховод С.М., Моделирование динамических электромагнитных процессов в трансформаторе с современной электротехнической статьёю // Электротехніка та електроенергетика. – 2006. – № 1. – С. 37–41.

Поступила в редакцию 21.05.07 г.

Розроблені вдосконалені методи чисельного інтегрування систем диференціальних рівнянь, які призначені для моделювання динамічних електромагнітних процесів в електричних і магнітних колах Дані методи упроваджені в універсальний програмний комплекс COLO, за допомогою якого виконаний приклад розрахунку перехідних процесів в трифазному трансформаторі.

The numerical integration methods of the differential equations system for modelling of dynamic electromagnetic processes in electrical and magnetic circuits are developed. The given methods are applied to the universal programme complex COLO with the help of which the instance of a transient analysis in the three-phase transformer is carried out.

УДК 621.318.5.001.8

V. Gurevich, Ph.D

Hybrid Reed - Solid-State Devices are a New Generation of Protective Relays

Author's approach allows viewing the problem of re-equipment of relay protection in a new way. In the author's opinion combination of reed switches with magnetic circuits and semiconductor elements opens new avenues in development of the promising protective relays featuring reliability, simplicity and low cost. Examples of protective relays made with these elements are given below.

Research and development in the field of electromechanical protective relays has not been conducted for tens years, this in contrast to electromechanical auxiliary relays for industrial purposes. For a long time all the efforts of researches and developers in the field of protective relays have been directed exclusively to microprocessor devices. While at the first stages of the process of replacement of electromechanical relays with microprocessor based devices, voices in support of electromechanical relays were heard, after tens years of intensive wear out and rusting of out-of-date electromechanical relays and problems in maintenance, the voices of the supporters of such relays have virtually disappeared. Thus, quite legitimate and clearly negative relation of maintenance staff to the out-of-date and extremely worn out electromechanical relays is covered usually with all kinds of not microprocessor-based protective relays. Leading manufacturers worldwide support such relation and tendencies because of the super-profits made from manufacturing microprocessor-based relays.

Usually, very few people pays attention to that actually so-called microprocessor protective relay is not a relay, but a certain multipurpose device which combines function of many devices in one design, frequently these functions are not related neither to relays nor to relay protection. For example, actually such important and attractive functions, as recording of emergency modes, ability of remote data transmission by means of optical communication, etc., are carried out much better, by a variety of specialized devices available in the market than by microprocessor relays. Tens of companies offer multi-channel (12, 24, 36 and more channels) microprocessor-based recorders of emergency modes that are able not only to write down these modes, but also to analyze them, to calculate distance to the point of damage, to transmit

data through GPS or a computer network etc. Also a variety of modern communication and data transmission systems available today in the market have a lot of remarkable properties. In addition, combination of different functions of several types of protection in one microprocessor device is more harmless because damaging any electronic component used in the microprocessor, memory, the power supply, etc. will cause simultaneous malfunctioning of all types of protection of important power objects and not just a failure of a single protection function.

In connection with stated above, it is obvious that the entire set of the modern equipment which perform the same set of functions as the combined microprocessor device, and not only a single protective relay function (current, voltage, power) will be taken into consideration (in comparison with combined microprocessor device). Such approach [1, 2] allows to view the problem of re-equipment of relay protection in a new way. Besides, the development of the elements base, including powerful semi-conductor and electromechanical switching elements, has never been ending.

This paper is devoted to research and development of new generation characteristics of protective relays created on the basis of hybrid-reed – solid-state devices.

In the last years small- size thyristors and transistors in standard cases TO-247, TO-220 (with parameters given at tables 1 and 2), intended for soldering on the printed-circuit-board have appeared, with switching current of tens of amperes at a voltages of 1200 - 1600 V. Various companies manufacture miniature high-speed (shares of milliseconds) vacuum reed switches with withstanding voltage of 1000 - 2500 V which can serve as precision threshold (pickup) elements in the protective relays (with parameters given at table 3). Japanese company Yaskawa

Table 1. Main parameters of the modern power thyristors, suitable for mounting on PCB

Parameter/Thyristor type	30TPS12	25TTS12	70TPS16	CS 60-16io1	BTW69-1200	CS 29-12io1C
Case	TO-247AC	TO-220AC	SUPER 247	PLUS247	TOP3	ISOPLU S 220
Max. off-state peak voltage, V	1200	1200	1600	1600	1200	1200
Max. on-state rms current, A	30	25	70	75	50	35
Peak, ½ cycle surge current, A	300	300	1200	1500	580	200
dv/dt, V/µs	500	500	500	1000	1000	1000
di/dt, A/µs	150	150	150	150	50	150
Leakage current (t = 25°C), A	0.5	0.5	1.0	0.2	5	2
Holding current, mA	100	150	200	200	150	50
Turn-on time, µs	0.9	0.9	-	2	-	2

Table 2. Main parameters of the modern power high-voltage IGBT

Parameter/Transistor type	IXSK35N1 20AU1	APT35GN1 20N	FGA25N120 ANTD	IXGH25 N160	FGA50N10 0BNTD
Case	TO-246AA	TO-247	TO-3P	TO-247	TO-3P
Max. collector-emitter voltage, V	1200	1200	1200	1600	1000
Continuous collector current, A	35	94	25	75	50
Pulsed collector current, A	140	105	90	200	100
Total power dissipation, W	300	379	312	300	156
Collector-emitter ON voltage, V	4	2.5 – 4.7	2.15	2.5 – 4.7	2.0
Turn-ON delay time, ns	80	24	50	47	140
Turn-OFF delay time, ns	900	300	190	86	630

Table 3. Main parameters of high-speed vacuum high-voltage reed switches

Parameter/Reed switch type	MRA5650G	KSK-1A75	HYR2016	HYR1559	MARR-5	R1-48C
Contact form	NO	NO	NO	NO	NO	NO
Max. switching voltage, V	1000	1000	1000	1500	1000	250
Max. switching current, A	1	0.5	1	0.5	0.5	1
Max. switching power, W	100	10	25	10	10	70
Dielectric strength, V	1500	1500	2500	1500	2000	780
Operate time, ms	0.6	0.5	0.8	0.4	0.75	0.35
Release time, ms	0.05	0.1	0.3	0.2	0.3	0.03
Dimensions, mm	D = 2.75, L = 21	D = 2.3, L = 14.2	D = 2.6, L = 21	D = 2.3, L = 14.2	D = 2.66, L = 19.7	D = 2.7, L = 20.5
Pull in value (AT range)	20 – 60	15 - 40	15 - 70	15 - 50	17 - 38	27 - 80

and its branches manufacture a series of middle- size powerful reed switches for switching of current of up to 5 A at a voltage of 250 V (Fig. 1).

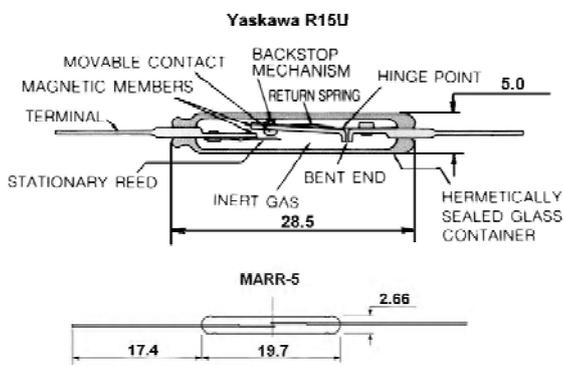


Fig. 1. Modern reed switches, recommended for use in the relays. At the top: gas filled power reed switch R15U (Yaskawa); at the bottom: miniature high-speed vacuum reed switch MARR-5 (Hamlin Inc.)

When using reed switches it should be always considered, that their high reliability will be guaranteed only while observing the restrictions imposed by the switching ability determined in the technical specifications. Similarly to the semi-conductor switches, the reed switches quickly fail even at a short-term exceeding of the allowed switching parameters. At the same time, even though modern reed switches are electromechanical elements, their reliability and number of switching cycles is closer to that of semi-conductor elements, and so are many of their parameters, such as electromagnetic interferences, surge withstand capability, etc., the last considerably surpass. Because of

extraordinary features of the reed switch relays, not owned by usual electromechanical relays, such as high speed, precise and stable pickup value, and high release factor on an alternating current, etc. [3], a lot of devices for protection and automation system in the industry, power engineering and military techniques [4, 5] were developed on their basis .

One can even speak about «Renaissance» of electromechanical protective relays [6]. Moreover, as it became evident protective relays based on reed switched with the parameters unattainable for microprocessor-based devices can be constructed [7].

Combination the reed switches with magnetic circuits and semiconductor elements open new avenues in development of interesting and promising devices distinguished in the simplicity and low cost. For example, such a simple device, as reed switch with two operating coils (Fig.2,a) can be the basis for creation of the differential protection, logic elements, threshold summing element, etc. Reed switch with a special magnetic circuit (Fig. 2,b) appears to be insensitive to aperiodical component of current in the coil. Reed switch, connected with to a simple circuit diagram (Fig.2,c), responds to the voltage asymmetry. In the circuit diagram (Fig. 2,d) reed switch pickups only at a fast change of current (voltage) in a control circuit which is distinctive for emergency mode and do not respond at slow changes of the current, related to the changes in load. In addition the reed switch also directly respond to the magnetic field of the current passing in bus bar without additional windings (Fig.2,e).

Let's consider concrete examples of the most widespread kinds of protective relays based on the suggested technology.

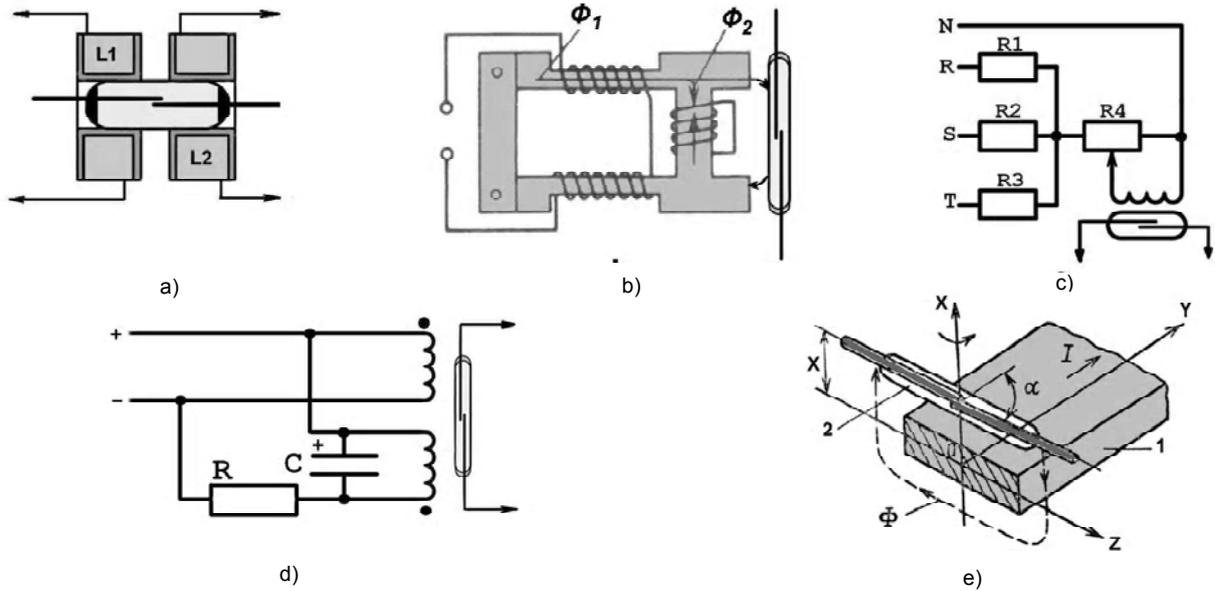


Fig. 2. Examples of various applications of reed switches in the protection devices.

Instantaneous current relay (Fig.3). The over-current relays without time delay are widely used for protection of electric networks and electric equipments against overload. This version of relay is intended for direct energizing of the trip coil of the high-voltage circuit breaker (CB).

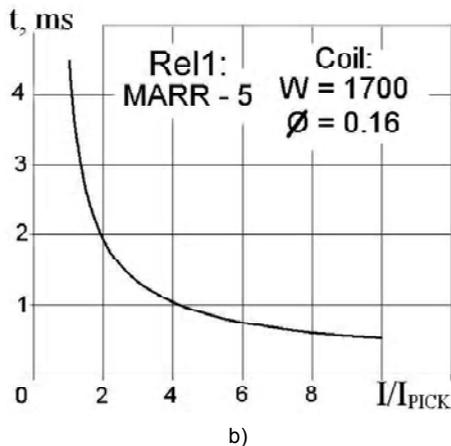
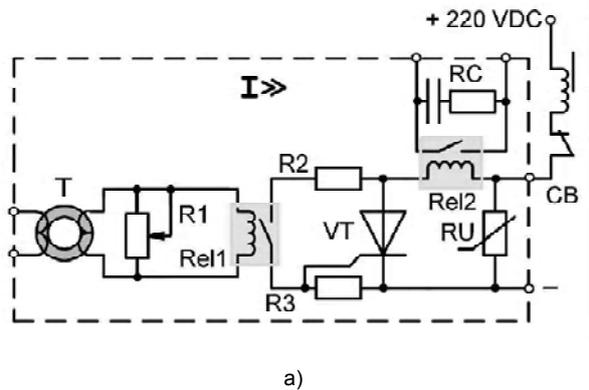
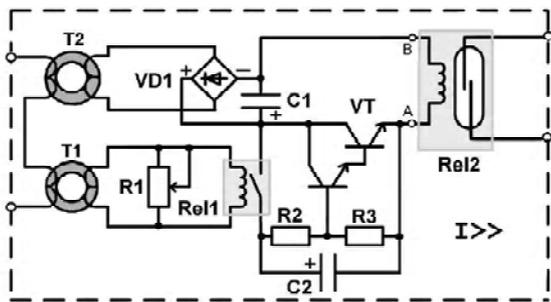


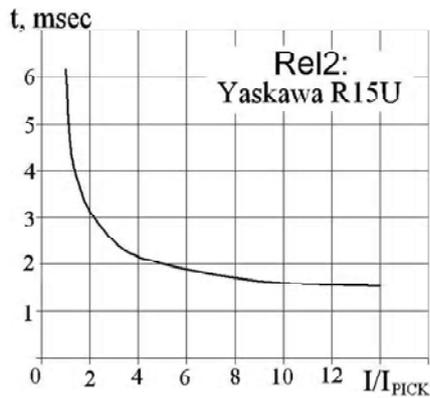
Fig. 3. The simplest hybrid protective relay: instantaneous current relay. The basic circuit diagram (a) and experimental time-current characteristic curve (b), where I/I_{PICK} – multiples of pick-up setting

Sensitive threshold (pickup) element of the device is the Rel1 relay made with a miniature high-speed vacuum reed switch. Its coil contains 2050 turns of 0.16 mm wire. At pickups this reed switch starts to vibrate at a double current frequency. Upon the first closing of the circuit by the reed switch, thyristor VT will turn-ON and energize CB trip coil. The thyristor only switches this coil ON, it is switched OFF by the own auxiliary-contact of the CB. Rel2 is an intermediate relay, intended for signaling or blocking circuits and it uses a medium capacity reed switch such as GC1513. Its coil has very low resistance and it is designed for short-term carrying of a direct current in a range from 0.5 up to 15 A (typical currents of CB trip coils of various types) at which this reed switch operation is reliable. Adjustment of pickups (coarsening the relay) is carried out with the help of potentiometer R1. In the relay thyristor such as 30TPS12 (in TO-247AC case) is used with rated current 30A and the maximal withstanding voltage of 1200V and miniature vacuum reed switch such as MARR-5. The input CT is made on a low-frequency ferrite ring with the external diameter of 32 mm. RC-circuit serves for protection of the auxiliary contact (reed switch) from spark erosion at switching of inductive loads. Varistor RU such as SIOV-Q20K275 protects the device from spikes in the DC circuit. Its clamping voltage does not exceed 350-420V DC. This voltage level should be higher than the rated voltage of a DC network, but lower than the maximal withstanding voltages of the thyristor and the reed switch. As shown in experimental time-current characteristic curve, the relay speed is higher than that of the electromechanical, static or microprocessor-based devices, it does not need replenishment, is insensitive to high-frequency interferences and spikes in a current circuit, and remains reliable at strong distortions of current [7].

Instantaneous current relay with high release ratio (Fig. 4). In this relay design a powerful reed switch such as R15U (Yaskawa) is used as a contact of tripping output relay Rel2 instead of power thyristor VT. The second CT (T2) serves as an energy source necessary for operation of the power reed switch.



a)



b)

Fig. 4. Instantaneous current relay with high release ratio: the basic circuit diagram (a) and experimental time-current characteristic curve (b) where I/I_{PICK} – multiples of pick-up setting

Vibrating reed switch (Rel1) does not affect the operation of relay Rel2. Therefore a special active filter can be used between pickups element Rel1 and output relay Rel2. The filter formed with capacitor C2 (22 μ F), resistors R2, R3 and transistor VT which can be any low-power transistor for voltages not less than 100B with current gain (h_{FE}) not less than 100, for example, such as ZTX753, ZTX953. With a low-power Darlington transistor (for example, such as ZTX605), as shown in Fig. 4, the capacity C2 can be considerably reduced. By means of this filter the current pulsation in reed switch circuits of Rel1 will be transformed to a stable current in the coil circuit of relay Rel2. The release ratio of reed switch Rel1 is close to 0.99 at alternating current. For lower release ratio of the relay (0.7–0.6) it is enough to connect the Rel1 coil through rectifier bridge, and to transfer capacitor C2 to a different location: in parallel to this bridge. Since the capacity needed to feed the powerful reed switch is much greater than for a miniature reed switch, CT (T2) is formed with two identical transformers, similar to transformer T1 in which the secondary windings are connected in parallel, and the primary winding - communicating, covers both ferrite rings. The total power consumed by the relay from the current circuit (at a current 5A) does not exceed 4 W. The winding of relay Rel2 consists of two coils placed on the reed switch and connected between them in series. Each of them contains 7600 turns of a 0.08 wire. Experimental time-current characteristic curves (Fig. 4), was obtained for a series of consecutive pickups of the relay, during the time intervals between which the charge

of capacitor C1 was kept unchanged. At the first pickup of the relay with not charged capacitor the time delay is approximately twice long. Such acceleration of operation in case of repeated pickups at short circuit is a positive property of the protective relay. Even in view of increasing the operation time at the first pickup, the relay speed still remains very high. Modern IGBT-transistors (Table 2) and complete modules used for their operation (so-called «drivers»), allow to realize a very simple switching output unit of the relay on a contactless basis (Fig. 5).

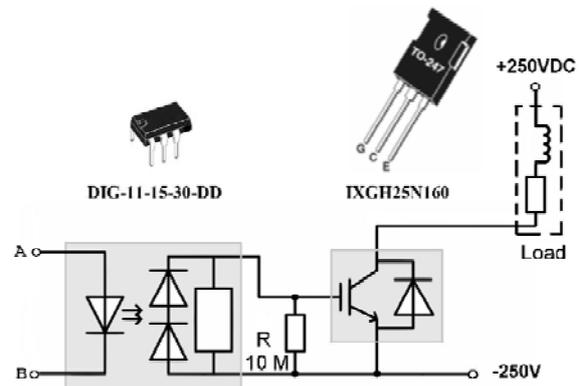
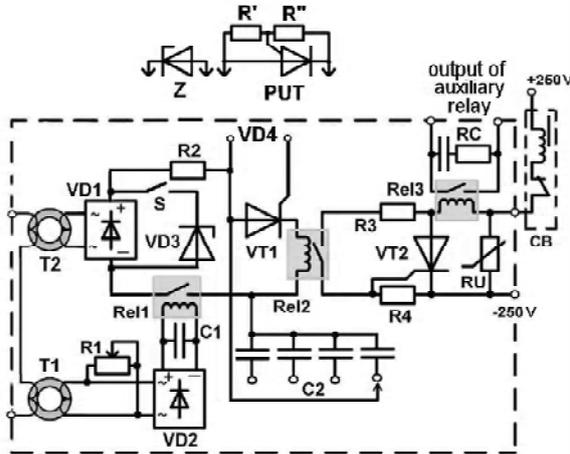


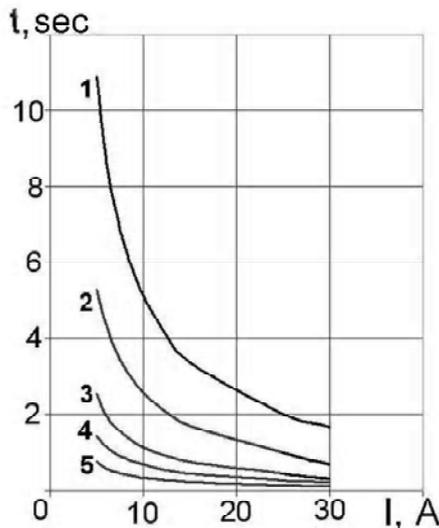
Fig. 5. An embodiment of circuit of output switching unit of the relay based on the modern IGBT-transistor (IXGH25N160) and specialized driver with the dynamic discharging (DIG-11-15-30-DD) for this transistor control

Current relays with independent and dependent time delay (Fig. 6). Similarly to the above design, the relay contains two independent current transformers: the first one (T1) is used as a source of control value for pickups module on reed switch (Rel1) and the second (T2) - for feeding of time delay unit. When the microswitch S is switched ON, the Zener diode VD3 is connected to the output of rectifier bridge VD1 and provides a constant level of a voltage (on an input of the time delay unit time) which is independent from the input current in the current pickups range. In this case the relay works with the constant time delays which are determined by capacitance C2 and resistance R2. As this capacitance is charged up to the certain voltage value, turn-ON thyristor VT1 and capacitance C2 are completely discharged through low resistance (81 Ohm) winding (2050 turns by a wire 0.16) of relay Rel2, activating the reed switch. In order to turn this device into a relay with time delay depending on the current it is necessary turn the microswitch S OFF. In this way the voltage charge of capacitor C2 will depend on the input current level: the higher is this current, the higher is the voltage applied to capacitors C2 and the shorter is the time of their charging up to a voltage level at which thyristor VT1 turns ON, forming a typical time-current characteristic curve (Fig. 6), the specific relay of such kind. If second reed switch, is removed from the center of the coil and mounted in the coil of relay Rel1 (so that its pickup will be 10–15 times higher than that of the first reed switch) and is connected in parallel to reed switch of the relay Rel2, the device will pickups instantaneously at high rates of the input current and energize the trip coil of the CB during 3 - 4 milliseconds. Turn ON thyristor VT1 was used as the threshold element VD4, standard Zener diode was used

in the relay prototype, however the best results can be obtained with so-called «programmable unijunction transistor» (PUT), e. g. 2N6027, 2N6028 types. This element of the structure and characteristics is similar to a thyristor with very low leakage current (microamperes) through gate junction that allows more efficient use of capacitance C2. Its turning-ON voltage can be adjusted i.e. «programmed» by means of resistors R' and R".



a)

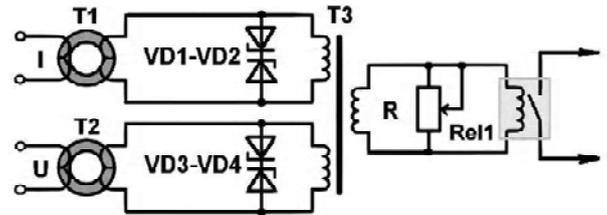


b)

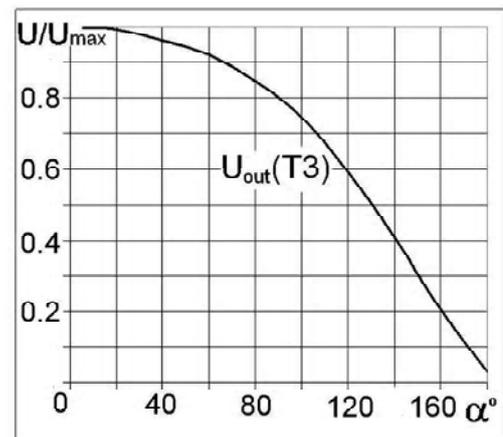
Fig. 6. Universal protective current relay with the time delay: the basic circuit diagram (a) and set of experimental time-current characteristic curves (b). For the relay with the dependent time-current characteristic curves the various values of capacity C2 (in uF) are as follows: 1 – 4400; 2 – 3200; 3 – 2200; 4 – 1000; 5 – 300.

Relay of a power direction (Fig. 7). Even such complex function as detection of power direction can be realized very simply by means of hybrid technology. As it is known, the power direction is determined by the angle of phase displacement between the current and the voltage, therefore, actually, the power direction relay responds to the change of angle between the current and the voltage. It turned out, that application of two equivalent phase-shifted voltages to two primary windings of the intermediate

transformer T3, cause the output voltage on the third winding to depend very strongly on the phase displacement between these voltages (Fig. 7). It is necessary only to exclude the change effect of the input voltage supplied from current transformer (T1) and voltage transformer (T2) at a level of the output voltage of transformer T3. The simplest solution of this problem is provided by means of two back-to-back connected Zeners as it is shown on Fig. 7. Pickups relay can be adjusted by means of potentiometer R.



a)



b)

Fig. 7. The relay of power direction: basic circuit diagram of measuring the threshold module (a) and experimental dependence of an output voltage of transformer T3 on an angle shift between two voltages on its primary windings (b).

Relay of differential protection (Fig. 8). The use of two current transformers (T1 and T2), connected to the input of pickup module of any of the devices described above allows to realize a two-input relay of differential protection (Fig. 8, a). Interesting opportunities are provided with use of two separate intermediate transformers with the secondary windings connected in series in this device. To allow more complex functions, such as coarsening the relay sensitivity with increasing the current carried directly through protected object (so-called «restraint»), intermediate transformer T3 is included in the relay. In addition, the output reed relay Rel1 consists of two windings: L1 - differential and L2 - restraint, which shift the working point of the relay proportionally to the current carried directly through protected object (Fig. 8, b).

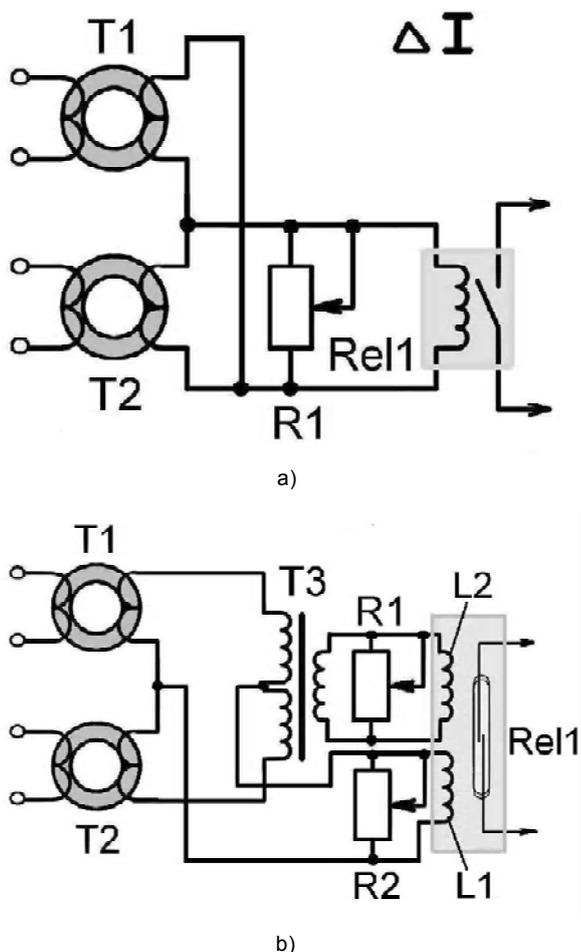


Fig. 8. Measuring modules for the relay of differential protection: a – the simplest embodiment, b – an embodiment with restraint

Conclusion

Description of quite interesting and promising devices based on the suggested elements could be continued. However, the purpose of this publication is not to present the advantages of reed switches, but to prove that on the

Автор пропонує новий погляд на проблему реорганізації релейної захисту. По його мнению, комбінація герконів, магнітних ланцюгів і напівпровідникових елементів дозволяє створювати нові типи захисних реле, що відрізняються надійністю, простотою й низькою вартістю. Як приклад наведені описи конкретних конструкцій захисних реле, виконаних на цій елементній базі.

Автор пропонує новий погляд на проблему реорганізації релейного захисту. На його думку, комбінація герконів, магнітних ланцюгів і напівпровідникових елементів дозволяє створювати нові типи захисних реле, що відрізняються надійністю, простотою й низькою вартістю. Як приклад наведені описи конкретних конструкцій захисних реле, виконаних на цій елементній базі.

basis of a combination of modern reed switches and modern power semi-conductor elements a new generation of hybrid protective relays not including complex mechanisms can be easily created that can replace the out-of-date electromechanical relays at the upper level with retaining their high noise and surge stability, maintainability and other positive features. The use of the new generation of the relays would allow sparing considerable financial expenses connected with necessity of purchasing the expensive microprocessor-based protective devices. Thus, further perfection of automatic control systems in electric networks by equipping them with microprocessor recorders of emergency modes, optical communication systems and other modern systems can be gradually accomplished, during accumulation of financial resources independently of the relay protection. In the author's opinion the examples of the protective relays developed and tested by the author can support our conclusion.

List of References

1. Gurevich V. Microprocessor Protection Relays: New Prospects or New Problems? – Electrical Engineering & Electromechanics – 2006. – N3.
2. Гуревич В. И. Альтернативный взгляд на микропроцессорные реле защиты. - PRO электричество. – 2006.– N 2 (18). – С. 20 – 23.
3. Gurevich V. Electric Relays: Principles and Applications. CRC Press (Taylor & Francis Group), New York – London 2005 – 704 p.
4. Gurevich V. Protection Devices and Systems for High-Voltage Applications. Marcel Dekker, Inc., New York - Basel, 2003. – 292 p.
5. Гуревич В. И. Высоковольтные устройства автоматики на герконах. Хайфа, 2000. –368 с.
6. Гуревич В. И. «Ренессанс» электромеханических реле защиты? – PRO электричество. – 2006. – N 3 (19). – с. 21 – 25.
7. Gurevich V. Simple Very High-Speed Overcurrent Protection Relay. - Electrical Engineering & Electromechanics. – 2007 – N1.

Поступила в редакцию 28.03.07 г.

После доработки 19.04.07г.

II. ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

УДК 621.383: 621.548

В. А. Дзензерский, Н. Е. Житник, С. В. Плаксин, Л. М. Погорелая, И. И. Соколовский

Принципы построения гибридных ветро-солнечных энергоустановок

Проанализированы принципы построения гибридных ветро-солнечных энергетических установок с общими устройствами накопления и преобразования энергии и с использованием активных демпфирующих устройств в ветросиловых агрегатах.

Введение. Гарантированное бесперебойное снабжение потребителей электроэнергией высокого качества, представляющее собой основу для устойчивого экономического роста, остается главной задачей развития энергетики.

Существующая в Украине и являющаяся по сути традиционной для других стран энергетическая система содержит центры генерации электроэнергии, включающие объединения различных электростанций – тепловых, атомных, гидроэлектростанций, снабжающих центры потребления и обеспечивающих баланс генерации. Баланс нагрузки осуществляется соединяющимися локальными энергорынками, различными по структуре потребления. И хотя интегрально Украина в настоящее время обеспечена электроэнергетическими ресурсами, существующая энергосистема, во-первых, в недостаточной мере снабжена резервами (то есть, аварийными запасами, которые могли бы быть использованы в экстраординарных условиях, таких как – неблагоприятная погода, временный недостаток электроресурсов в отдельных регионах страны, аварии и т. д.). Во-вторых, энергосистема не обеспечена источниками, которые бы обеспечивали поставки электричества с целью экономической оптимизации генерации. В третьих, не решены многие задачи динамической устойчивости, возникающие при больших возмущениях в энергосистеме.

Существующие технические решения по бесперебойному обеспечению электроэнергией различных регионов страны от единой энергетической сети, работающей по диспетчерским графикам нагрузок (которые регулируют распределение мощностей между центрами генерации электроэнергии и потребителями для покрытия неравномерности потребления энергии) неэффективны. Соответствующая система распределения громоздка и малооперативна из-за избыточной сконцентрированности центров генерации. Энергетики вынуждены решать сложные задачи управления электромеханическими переходными процессами при перегрузках в энергосистеме и для обеспечения ее динамической устойчивости прибегать к использованию управляемых источников реактивной мощности – специальных нагрузочных сопротивлений, статических тиристорных компенсаторов, управляемых реакторов. Указанные технические приемы позволяют предотвратить в первых циклах взаимных качаний роторов выпадение из синхронизма отдельных генераторов или

их взаимосвязанных групп (подсистем), обеспечить затухание переходного процесса и тем самым временно (до следующей аварийной ситуации) стабилизировать режим электроэнергетической системы. Полное же решение задачи обеспечения надежности энергосистемы может быть получено лишь посредством включения в энергосистему мощных накопителей энергии и дополнительных генерирующих источников, которые могли бы в короткое время быть подключены (или отключены) к энергосистеме и с использованием которых можно было бы простыми средствами учесть сезонное и суточное изменение мощности генерирования и потребления электроэнергии.

Для этого к большой энергосистеме необходимо подключить цепочку локальных электростанций небольшой мощности (по сравнению с мощностями основных генерирующих центров), которые были бы расположены в непосредственной близости к потребителям электроэнергии и которые при сбоях в большой энергосистеме могли бы в течение некоторого времени обеспечить децентрализованное электроснабжение бытовых, промышленных и сельскохозяйственных объектов [1]. В качестве таких локальных электростанций следует использовать фотоэлектрические (ФЭУ) и ветроэнергетические установки (ВЭУ) и их комбинации, устойчивая тенденция в развитии которых наблюдается в промышленно развитых странах Европы и в США [2].

Особенности функционирования ветро-солнечных электростанций

Украина обладает значительным потенциалом солнечной энергии. Как следует из Атласа энергетического потенциала возобновляемых источников энергии [3], общий потенциал солнечного излучения для Украины эквивалентен $89,4 \cdot 10^9$ т условного топлива (у. т.) в год, технически достижимый потенциал составляет $42,6 \cdot 10^7$ т у. т., а целесообразно-экономический потенциал эквивалентен $5,99 \cdot 10^5$ т у. т. Технически достижимый потенциал ветровой энергии составляет около 30 млрд. кВт·час. В таких регионах Украины как Азово-Черноморское побережье, Одесская, Херсонская, Николаевская, Запорожская, Донецкая и Луганская области, АР Крым и район Карпат, удельный технически достижимый потенциал энергии ветра близок к целесообразно-экономическому потенциалу.

Сложность в реализации столь значительных энергетических потенциалов состоит в том, что из-за относительно невысокой плотности потоков, значительных изменений их величины во времени (носящих случайный характер) вырабатываемая ФЭУ и ВЭУ электроэнергия является низкокачественной. Для решения этой проблемы необходимо разработать методы и устройства преобразования энергии низкого качества в энергию более высокого качества. Причем, чем выше требуется качество выходной электроэнергии и чем ниже качество входной, тем выше стоимость соответствующих преобразовательных устройств.

В связи с этим при разработке ФЭУ и ВЭУ требуется решить целый ряд задач, основными из которых являются: во-первых, стабильный съем энергетических потоков малых плотностей от источников солнечной и ветровой энергии в широком диапазоне их изменений; во-вторых, высокоэффективное преобразование полученной энергии в электрическую по заданным характеристикам электрических нагрузок; в-третьих возможность подключения к существующему энергогенерирующему оборудованию традиционного типа.

Решение этих задач следует осуществлять путем повышения эффективности ветроагрегатов и солнечных энергоустановок, усовершенствования имеющихся и создания новых типов электрогенераторов с учетом особенностей их работы в составе ВЭУ, а также – путем эффективного преобразования электроэнергии постоянного тока, получаемой от ФЭУ, в электроэнергию переменного тока.

Основным элементом ВЭУ является ветроколесо, характеризующееся коэффициентом использования энергии ветра. Данный коэффициент определяется как отношение механической мощности на валу ветроколеса P_M к мощности воздушного потока P_B :

$$K_H = P_M / P_B \quad (1)$$

Согласно [4] справедливо соотношение:

$$P_B = \rho v^2 \cdot S / 2, \quad (2)$$

где ρ – плотность воздуха, кг/м³, v – скорость ветра, м/с, S – площадь поперечного сечения ветроколеса, м². Из этого соотношения следует, что мощность P_M на валу ветроколеса прямо связана с угловой скоростью вращения ветроколеса

$$\omega = L v^2 \sqrt{\pi \rho v K_H / 2 P_M}, \quad (3)$$

где $L = R_{BK} \cdot \omega / v$ – коэффициент быстроходности ветроколеса; R_{BK} – радиус ветроколеса, м, ω – угловая скорость ветроколеса, рад/с.

При $L = 3 \div 5$ ветроколесо считается быстроходным, при меньших значениях – тихоходным. Максимальным коэффициентом использования энергии ветра обладают быстроходные ветроколеса.

Из приведенных на рис. 1 зависимостей частоты вращения ветроколеса различной мощности от скорости

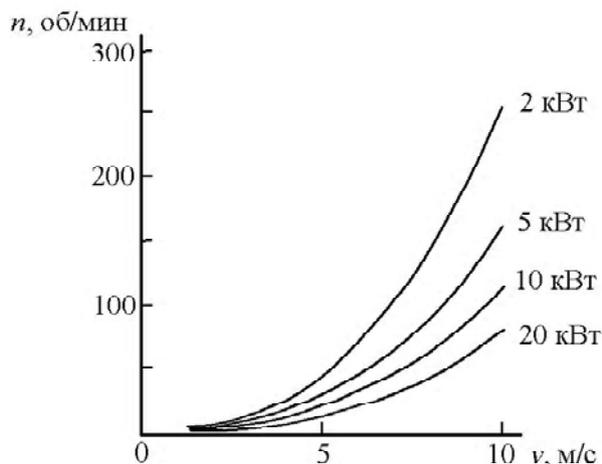


Рис. 1. Зависимость частоты вращения ветроколеса от скорости ветра

ветра [5] следует, что даже при малых мощностях ветроколеса (меньше 2 кВт) и больших скоростях ветра ($v > 6$ м/с) частота вращения вала n не превышает 300 об/мин.

В относительно мощных ветроэнергоустановках (100–200 кВт) частота вращения ветроколеса составляет примерно 40–50 об/мин. Возможности повышения частоты вращения быстроходных ветроколес ограничены аэродинамическими факторами. Использование же для этой цели редукторов и других преобразующих механических устройств нецелесообразно с точки зрения возникновения дополнительных потерь энергии, увеличения массогабаритных параметров ВЭУ и снижения ее надежности. Для получения напряжения промышленной частоты при низкой частоте вращения вала ветроколеса ВЭУ необходимо использование многополюсных электрогенераторов, что весьма затруднено из-за ограничений, связанных с конструктивными и электромагнитными параметрами электрогенераторов [6, 7].

Другой особенностью работы электрогенераторов в составе ВЭУ является то, что они должны функционировать в условиях изменения в большом диапазоне скорости ветра и, следовательно, при широком диапазоне изменения частоты вращения ветроколеса. Отдельные порывы ветра могут во много раз превышать среднюю скорость. Между тем, большинство генераторов не рассчитано на переменную частоту вращения, что вынуждает использовать в ВЭУ сложные механические или гидравлические устройства для поворота лопастей ветроколеса (с целью уменьшения диапазона изменения частоты вращения ветрового колеса), что в ряде случаев позволяет обеспечить ее постоянство. При этом снижается эффективность использования энергии ветра.

В других вариантах конструкции ветроэнергетических установок с целью обеспечения эффективной работы ветрогенератора с быстроходным ветроколесом (а также постоянства мощности на выходе генератора и предотвращения разгона ветроколеса до опасных угловых скоростей при увеличении скорости ветра) идут не по пути регулирования лопастей ветроколеса, а – уменьшения его угловой скорости путем увеличения момента на валу машины.

Как известно, общими требованиями, предъявляемыми ко всем типам ВЭУ, являются: во-первых, обеспечение заданного качества электроэнергии; во-вторых, устойчивость работы; в-третьих, демпфирование колебаний энергии ветра. Согласно [5] предпочтительнее использовать ветроэнергетические установки с переменной частотой вращения ветроколеса, содержащие промежуточное звено постоянного тока, задачей которого является выпрямление низкочастотного напряжения генератора ВЭУ, буферное накопление электрической энергии постоянного тока и последующее инвертирование его в напряжение переменного тока промышленной частоты. При этом оптимальный режим работы ветрогенератора при переменной частоте вращения ветроколеса обеспечивается полупроводниковыми преобразователями частоты и системами с частотно-токовым векторным управлением моментом генератора.

Очевидно, что многократное преобразование электрической энергии, лежащее в основе работы рассмотренной схемы ВЭУ с переменной частотой вращения ветроколеса, сопровождается дополнительными потерями энергии и снижением КПД системы в целом. Кроме того, остается нерешенным вопрос качества выходной энергии. Известно, что спектральный состав выходного напряжения инверторов и других преобразователей частоты характеризуется высокими гармониками (по сравнению с основной частотой, равной 50 Гц). Между тем, главным показателем качества электроэнергии является синусоидальность напряжения, которая определяется интегральным показателем – коэффициентом синусоидальности напряжения [8]. Искажения синусоидальности сетевого напряжения порождают проблему электромагнитной совместимости ВЭУ и потребителей. В частности, они оказывают крайне неблагоприятное влияние на эффективность, надежность и безопасность функционирования асинхронных электродвигателей, которые являются одной из самых многочисленных групп потребителей электроэнергии [9].

Применение фильтрокомпенсирующих устройств частично устраняет искажения синусоидальности напряжения. Однако, применение указанных устройств ведет к усложнению всей системы ВЭУ и повышению доли генерируемой реактивной мощности, которая зависит от величины нагрузки и требует постоянной коррекции.

Таким образом, из анализа режимов функционирования электрогенераторов в составе ВЭУ следует, что для повышения эффективности использования энергии ветра и солнечной энергии и удовлетворения требований потребителей к качеству электроэнергии необходимо усовершенствование существующих электрогенераторов, а также создание принципиально новых. Важно и то, что многие проблемы, возникающие при преобразовании солнечной энергии или нестабилизированных потоков энергии ветра, идентичны.

В настоящее время повышение эффективности использования солнечной энергии в ФЭУ идет как по пути улучшения свойств материалов для изготовления солнечных элементов (использование многопереходных материалов, нанесение пассивирующих покрытий, обладающих антиотражательными свойствами и вы-

сокой радиационной стойкостью, применение специальных красителей и др.), так и по пути поддержания фотоэлектростановок в режиме максимальной мощности (РММ) с помощью систем слежения за Солнцем с регуляторами РММ, посредством использования концентраторов солнечной энергии совместно с системами охлаждения фотоэлектростановок. Так же как и ветроэлектрические установки, ФЭУ требуют наличия в своем составе накопителей энергии в виде аккумуляторных батарей (АБ) и инверторов напряжения. Однако, в случае использования инверторов в составе ФЭУ, наряду с отмеченными выше общими недостатками, появляются и принципиальные специфические недостатки [10].

Использование гибридной энергосистемы, совмещающей в единой энергетической системе как ветровые, так и солнечные электростанции, а также аккумуляторы-энергонакопители, может обеспечить гарантированное снабжение потребителей электрической энергией и облегчить решение задач стабильного съема энергетических потоков малых мощностей с учетом сезонного и суточного изменения мощности используемых источников энергии и качественного преобразования полученной энергии в электрическую [11].

Конструкторский синтез гибридных ветро-солнечных электрических установок

При разработке гибридных ветро-солнечных электростанций, используемых как в составе общей энергосистемы, так и в качестве источников автономного энергоснабжения, существенной технической трудностью является установление баланса производства и потребления энергии в зависимости от технических возможностей оборудования и требований потребителей (особенно в пиковых режимах). Частично эта задача решается за счет буферного промежуточного накопления энергии в количестве, достаточном для последующего покрытия пиковых нагрузок в соответствии с требованиями потребителей. Затем, чтобы за счет обеспеченного баланса поступающей, аккумулируемой и потребляемой энергии достичь выполнения основной функции системы – обеспечить бесперебойное снабжение потребителей.

Предложена концепция синтеза ВЭУ, заключающаяся в использовании в составе гибридной ветро-солнечной системы многофункциональных модулей, выполняющих совмещенные функции: преобразования, накопления и генерирования энергии (в сочетании с активным демпфированием величины энергии, поступающей от ветроагрегата и батарей солнечных элементов в накопители в случае изменения в широком диапазоне значений энергии ветра и солнечной энергии), а также изменения потребностей в выходной энергии в связи с изменением нагрузки в сети потребителей. Такой подход позволяет интегрировать в единой энергосистеме преобразование энергии возобновляемых источников различных видов в электрическую, ее многоуровневое накопление и преобразование в высококачественную электроэнергию для потребителя (тем самым существенно повысив эффективность использования энергии возобновляемых источников).

Структурная схема одного из вариантов автономной энергосистемы с гибридной ветро-солнечной электростанцией, реализующей рассмотренную концепцию, приведена на рис. 2.

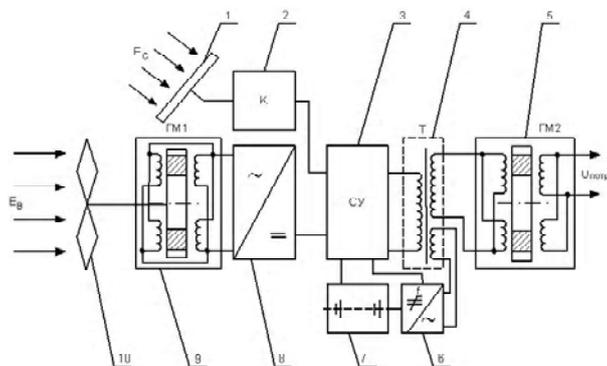


Рис. 2. Структурная схема гибридной энергосистемы

Система включает в себя следующие функциональные элементы: батарею солнечных элементов 1 с контроллером 2, систему управления 3, трансформатор 4, два генераторных модуля 5 и 9, зарядное устройство 6, батарею аккумуляторов 7, выпрямитель 8 и ветроагрегат 10, механически соединенный с генераторным модулем 9. В данной энергосистеме функцию энергопреобразования выполняют генераторные модули на основе буферного накопителя кинетической энергии нового типа, конструкция и принцип действия которого описаны в [12].

Применительно к данной задаче буферный накопитель кинетической энергии выполнен в виде массивного ротор-маховика дисковой конструкции из немагнитного материала с размещенными в нем по окружности постоянными магнитами, вращающегося в зазоре между двумя неподвижными статорами, выполненными в виде U-образных магнитопроводов с секционированными обмотками. Полусные наконечники статоров обращены к ротору-маховику и связаны общим магнитным потоком с постоянными магнитами, размещенными в роторе-маховике. При вращении ротора в обмотках статоров наводится ЭДС. При этом в зависимости от способов подключения обмоток статоров и привода ротора-маховика буферный накопитель, как показали экспериментальные исследования, может выполнять функции: электродвигателя, генератора электрической энергии и совмещенные функции двигателя-маховика. Причем, функцию накопителя кинетической энергии он выполняет при работе в любом режиме.

Первый генераторный модуль 9 механически соединен с ветроагрегатом 10 и предназначен для эффективного преобразования энергии ветрового потока в электрическую энергию без предъявления требований к ее качеству. Поскольку ротор генераторного модуля приводится во вращение ветроагрегатом, обе обмотки модуля используются в генераторном режиме, что повышает эффективность преобразования энергии ветра.

Массивный ротор-маховик генератора должен создавать на валу ветроагрегата механический момент, дос-

таточный для того, чтобы ветроколесо не достигало критических скоростей вращения. Для этого необходимо, чтобы механический момент на валу ветроколеса был соизмерим с моментом, создаваемым ротором-маховиком генераторного модуля. Момент на валу ветроколеса обычно представляют в виде относительной величины. При этом за базовый принимается момент, развиваемый ветроколесом без потерь [4]:

$$M_B = \pi \rho (R_{BK})^3 \cdot v^2 / 2, \quad (4)$$

где ρ – плотность воздуха, кг/м³; R_{BK} – радиус ветроколеса, м; v – скорость ветра, м/с.

Механический момент ротора-маховика без учета потерь энергии на трение определяется из выражения:

$$M_{PM} = (\pi m R n)^2, \quad (5)$$

где m , R – масса и радиус ротора-маховика соответственно, n – число оборотов ротора-маховика.

При сопряжении вала ветроколеса и ротора-маховика, т. е. при выполнении условия

$$M_B \approx M_{PM}, \quad (6)$$

удается предотвратить чрезмерный разгон ветроколеса при резких порывах ветра. Это позволяет соответственно уменьшить диапазон изменения скоростей вращения ветроколеса при изменении скорости ветра (в том числе и при кратковременных спадах ветрового потока) и добиться относительного постоянства мощности электроэнергии на выходе генераторного модуля. При этом запасенная в маховике кинетическая энергия дает возможность демпфировать резкие изменения значения электрической энергии на выходе генераторного модуля при изменении скорости ветра в большом диапазоне.

Напряжение с первого генераторного модуля 9 после выпрямителя 8 поступает в систему управления 3, куда также подается напряжение, снимаемое с батареи солнечных элементов 1 через контроллер 2. Система управления 3 совместно с трансформатором 4, вторым генераторным модулем 5, зарядным устройством 6 и батареей аккумуляторов 7 работает аналогично описанной в [13] системе бесперебойного электроснабжения потребителей переменного тока.

В представленном варианте исполнения гибридной энергосистемы система управления призвана выполнять следующие функции:

- формирование напряжения питания двигательных обмоток второго генераторного модуля с заданными параметрами частоты и амплитуды;
- распределение энергии, получаемой от ВЭУ, ФЭУ и АБ, в зависимости от изменения нагрузки потребителей и потоков энергии ветра и солнечной энергии;
- контроль и управление режимами заряда и разряда АБ.

Второй генераторный модуль 5 конструктивно выполнен так же, как и первый, но совмещает в себе функции электродвигателя, генератора переменного тока и накопителя кинетической энергии. С этой целью на его двигательные обмотки из системы управления 3

через трансформатор 4 подается напряжение переменного тока со стабилизированными амплитудой и частотой, равной номинальному значению частоты питающей сети.

Напряжение питания двигательных обмоток второго генераторного модуля 5 вырабатывается стабилизированным по частоте генератором синусоидального сигнала и усилителем мощности низкой частоты (на схеме не показаны), которые входят в состав системы управления 3. Питание стабилизированного генератора и усилителя мощности осуществляется от ветросолнечной электростанции или от батареи аккумуляторов.

К генераторной обмотке модуля подсоединяется сеть питания потребителей. Конструктивной особенностью второго генераторного модуля 5 является то, что количество пар полюсов магнитопроводов в каждом из статоров связано с числом оборотов ротора и частотой выходного напряжения известным соотношением $P = 60 f / n$, где f – частота напряжения генераторного модуля, n – число оборотов ротора-маховика.

При вращении ротора-маховика в нем накапливается кинетическая энергия, значение которой должно обеспечить компенсацию потерь на преобразование, демпфирование колебаний электроэнергии в сети при изменении нагрузки, а также стать источником дополнительной энергии для зарядки аккумуляторной батареи при временном отсутствии напряжения от первого генераторного модуля и фотоэлектрической установки.

Основным энергетическим показателем аккумуляторной батареи является коэффициент отдачи по энергии η_W , равный отношению энергии, отдаваемой батареей при ее разряде на нагрузку W_p , к энергии, затраченной на полный заряд аккумуляторной батареи W_3 (условный КПД):

$$\eta_W = \int_0^{t_p} W_p(t) dt / \int_0^{t_3} W_3(t) dt = \int_0^{t_p} U_p(t) I_p(t) dt / \int_0^{t_3} U_3(t) I_3(t) dt \quad (7)$$

где U_p, I_p – напряжение и ток разряда батареи, U_3, I_3 – напряжение и ток заряда батареи. В зависимости от разновидности аккумуляторной батареи значение данного коэффициента составляет $\eta_W = 0,65 \dots 0,78$, что означает, что сообщаемая батарее энергия должна примерно в 1,54...1,28 раза превышать энергию разряда. Поэтому параметры ротора-маховика (то есть, его масса, радиус и число оборотов) выбираются таким образом, чтобы величина кинетической энергии, запасенная в роторе-маховике W_{PM} , с учетом дополнительных потерь была больше энергии $W_{потр.}$, потребляемой из сети потребителями. Согласно расчетам: $W_{PM} \approx (1,5 \dots 1,7) W_{потр.}$

При исчезновении напряжения, поступающего от первого генераторного модуля или от батареи солнечных элементов, ротор-маховик продолжает вращательное движение за счет инерции. При этом магнитный поток, создаваемый постоянными магнитами, вмонтированными в диск ротора-маховика, замыкается через магнитопроводы статоров и наводит в их обмотках ЭДС. Переменный ток, индуцируемый ЭДС, поступает в сеть потребителей.

Выводы. 1. За счет совмещения в одной конструкции генераторного модуля функций приводного двигателя, генератора переменного тока и накопителя кинетической энергии максимально устраняются потери энергии на ее преобразование в механическую и электрическую и обратно. Это позволяет повысить КПД системы и ее надежность, позволяет повысить качество электроэнергии в сети потребителей за счет стабилизации частоты и амплитуды напряжения и повышения коэффициента синусоидальности.

2. Использование таких гибридных ветро-солнечных электростанций значительной мощности в составе общей или региональной энергосистем позволит решить задачи экономической оптимизации генерации электроэнергии, снижения нагрузки на систему при перетоке больших мощностей для покрытия дневных и вечерних полупиковых и пиковых нагрузок и провалов, ограничения сбросов мощностей в аварийных режимах, исключения резонансных явлений (нередких в протяженных энергосетях переменного тока) и возбуждения гармоник низших порядков. Указанные энергоагрегаты эффективны и при использовании их в качестве автономных источников электроэнергии высокого качества в отдаленных от общей энергосистемы местностях и на островных территориях.

3. Использование в гибридной энергосистеме двух типов накопителей – (электромеханического и электрохимического) позволяет обеспечить гарантированное бесперебойное электроснабжение потребителей переменного тока электроэнергией высокого качества.

4. Для реализации указанных задач разработаны электромеханические накопители нового типа с высокими реверсными характеристиками [12] и большого автономные солнечные электроэнергетические установки со стационарным оптимально ориентированным пространственным размещением фотоэлектрических модулей на несущей опоре фотоэнергетических установок (учитывающие географические координаты местности, где эти установки размещены [14].

Перечень ссылок

1. Плаксін С. В., Юрко. В. В., Шкіль Ю. В. Гібридні енергосистеми // Вісник НАН України. – 2005. – № 2. – С. 27–39.
2. Bernreuter Johannes. Feed-in tariffs in Europe: critical mass // Sun & Wind Energy. – 2006. – № 1. – Р. 92–101.
3. Атлас енергетичного потенціалу відновлюваних та нетрадиційних джерел енергії. – К.: Інститут відновлюваної енергетики НАН України. – 2005. – 44 с.
4. Шефтер Я. И. Использование энергии ветра. М.: Энергоатомиздат, 1982. – 200 с.
5. Гончаренко Р. Б., Гончаренко М. Р., Рудомазина К. А. Пути повышения эффективности электромашинных систем преобразования энергии возобновляемых источников // Изв. РАН. Энергетика. – 1998. – № 2. – С. 36–45.
6. Радін В. К., Шакарян Ю. Г. Генераторні комплекси для ветроенергетических установок // Изв. РАН. Энергетика. – 1993. – № 3. – С. 19–33.

7. Богуславский Н. З. Генераторы автономных электростанций: проблемы повышения электромагнитного использования и обеспечения динамических режимов // Изв. РАН. Энергетика. – 2004. – № 6. – С. 29–37.
8. ГОСТ 13109–97 Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Госстандарт. – 1998.
9. Шумилов Ю. А., Герасимчук В. П. Исследование магнитных вибровозмущающих сил асинхронного двигателя при питании от статического преобразователя частоты // Техническая электродинамика. – 1997. – № 4. – С. 44–47.
10. Kotsopoulos A., Heskes P., Jansen M. Zero-crossing distortion in grid-connected PV-inverters // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2005. – V.52, № 2. – P.558-565.
11. Дзензерский В. А., Задонцев В. А., Бурылов С. В., Плаксин С. В., Тарасов С. В., Шкіль Ю. В. Ветро-солнечные установки и распределенная генерация электроэнергии // Праці Ін-ту електродинаміки Нац. акад. наук України: Зб. наук. праць, 2006. – Спец. вип. – С. 100–103.
12. Патент на винахід по заявці № А2006 06729, МПК 7 Н02 К 1/12. Буферний накопичувач кінетичної енергії / М. Я. Житник, Ю.І. Липський, С.В Плаксін, Л. М. Погоріла, І.І. Соколовський. – від 16.06.2006.
13. Патент на винахід по заявці № а 2006 10975, МПК 7 Н02J 9/06. Система безперебійного електропостачання споживачів змінного струму / В. О. Дзензерський, М. Я. Житник, Ю. М. Нагорна, С.В Плаксін, Л. М. Погоріла, І.І. Соколовський. – від 17.10.2006.
14. Патент на винахід по заявці № 200600074, МПК 7 Е04D 13/00, F21S 39/04, F24J 3/00, Н05В 37/02, Н01L 31/18, Н01L31/042. Автономна фотоелектрична установка / В. О. Дзензерський, С. В Плаксін, Л. М. Погоріла, І.І. Соколовський, С. В. Тарасов, Ю. В. Шкіль– від 03.01.2006.

Поступила в редакцію 04.04.07 г.

Проаналізовано принципи побудови гібридних вітро-сонячних енергетичних установок із загальними пристроями накопичення і перетворення енергії і з використанням активних демпферуючих пристроїв у вітросилових агрегатах.

Methodology of hybrid wind-sun power plants construction with the common equipment of accumulation and transformation of energy and with the use of active damper equipment in wind turbine aggregate are analysed.

УДК.620.9

Л. А. Варинская

Экономическая оценка модернизации ТЭЦ в условиях энергоемкого промышленного предприятия

С учетом существующих цен в Украине на энергоносители предложен расчет экономической эффективности модернизации ТЭЦ, принадлежащий энергоемкому промышленному предприятию. Определена удельная себестоимость вырабатываемых на ТЭЦ тепла и электроэнергии.

Повышение цен на природный газ, нефть и другие энергетические ресурсы ставит перед руководителями крупных промышленных предприятий Украины, (таких как, металлургические комбинаты и предприятия химической промышленности) проблемы, связанные с поиском дешевого топлива, либо с разработкой и внедрением эффективных способов использования материальных ресурсов, имеющих в их распоряжении. Относительно недавно (около 7–10 лет назад) технические проекты по модернизации энергетических предприятий, вырабатывающих тепло и электрическую энергию, однозначно рекомендовали широкое внедрение природного газа в качестве технологического топлива (так как, во-первых, природный газ характеризуется более высокой по сравнению с углем теплоотворной способностью, и, во-вторых, использование газа сопровождается целым рядом других положительных эксплуатационных преимуществ). И, самое главное, не-

высокие цены на газ (примерно 18 грн. за 1000 м³ по сравнению с ценой за тонну угля около 13 грн.) делали проекты, основанные на замене твердого топлива на природный газ, экономически выгодными, характеризующимися сроками окупаемости капитальных вложений в такие проекты (2–3 года). Однако, современная экономическая ситуация на Украине требует пересмотра и нового переосмысления ранее экономически целесообразных технических решений и проектов, в том числе (и в плане модернизации энергетических предприятий, вырабатывающих тепло и электроэнергию).

Теплоэлектроцентрали (ТЭЦ) представляют собой особый вид теплоэлектростанций (ТЭС), предназначенных для одновременного (комбинированного) производства электричества и тепла. Производство на ТЭС осуществляется путем преобразования в котлоагрегате химической энергии топлива в тепловую энергию пара высокого давления, приводящего в механическое движение турбину, генерирующую электричество.

Рассматриваемые основные варианты модернизации ТЭЦ, входящей в состав крупного энергоемкого промышленного предприятия (например, запорожского алюминиевого комбината – ЗАЛК, характеризуются следующими отличительными особенностями. При первом варианте модернизации ТЭЦ предполагается установить на ней дополнительный котел БКЗ-75-39 ФБ. При втором варианте модернизации ТЭЦ на ней планируется осуществить переход с твердого топлива (уголь) на природный газ и довести производительность рабочих котлов до 110 т/час, не изменяя их общее количество. Модернизации в этом случае подвергались бы, в основном, конвективные поверхности нагрева: пароперегреватель, экономайзер и воздухоподогреватель. При этом полагается одинаковой для обоих предложенных к рассмотрению вариантов модернизации достигнутая величина мощности ТЭЦ.

Следует обратить внимание, что в силу специфики основного производства на ЗАЛК основным видом топлива для его ТЭЦ является природный газ. Твердое же топливо используется, как правило, только в зимнее время года или как компенсатор высвобождаемого природного газа для нужд города (т. е. ТЭЦ является буферной станцией). Доля твердого топлива (угля) составляет примерно 40 % от общего расхода топлива по ТЭЦ. Однако, по причине непростой экономической и политической обстановки в Украине, в случаях отсутствия природного газа независимо от времени года на ТЭЦ в качестве топлива для котлоагрегатов используется уголь (сжигание угля при этом происходит в пылевидном состоянии). Потребность в топливе для работы ТЭЦ в течение года приведена табл. 1.

Таблица 1. Годовой расход топлива для работы ТЭЦ

Вариант/ физические параметры/цена	Годовой расход топлива		
	натурального		условное топливо, тыс.т
	уголь, тыс. т	природный газ, тыс. м ³ / тыс.т (при удельном весе $\gamma_{\Gamma} = 0,71 \text{ кг/м}^3$)	
Первый	341,54	54660/38,8	294,44
Второй	243,29	114622,1/81,38	271,54
Теплотворная способность Ккал/т, ($Q_{\text{н}}^{\text{п}}$)	5119,5	8050	7000
Цена за тонну, (1000 м ³), грн	276*	500**	Прини- мается условно

Примечания табл. 1:

* - цена на энергетический уголь принимается согласно прогнозному балансу потребления электроэнергии и топлива на 2007 год в Украине, разработанному Минтопэнерго; реальная (рыночная) цена для промышленного предприятия несколько выше [1, 3];

** - цена на газ является ключевым параметром в данном расчете экономической оценки вариантов модернизации ТЭЦ, поэтому она выбирается с учетом государственных нормативных положений и гарантий [2].

В связи с заменой угля на природный газ эксплуатационная оценка ТЭЦ осуществляется посредством сопоставления объемов выхода шлака и золы, а также расхода воды на технологические цели. Поскольку эти данные не представляют особого значения для дальнейшего экономического анализа, имеет смысл указать только очевидные преимущества второго варианта модернизации (с использованием природного газа в качестве топлива). А именно, по данным ЗАЛК, при работе ТЭЦ с использованием природного газа вместо угля:

- выход шлака и золы уменьшается приблизительно на 2,6 т/час (что составляет около 11 %);
- экономия от расхода воды составляет 13,6 м³/час (приблизительно 7,7 %).

При оценке вариантов модернизации ТЭЦ не проводились расчеты экономии денежных средств из-за сокращения расхода воды на технологические цели.

Годовая выработка пара ТЭЦ, согласно [4], определится по формуле:

$$D_{\text{выр}}^{\text{ТЭЦ}} = D_{\text{ср}} \tau_{\text{ср}} + D_{\text{л}} \tau_{\text{л}}, \quad (1)$$

где $D_{\text{выр}}^{\text{ТЭЦ}}$ – годовая выработка пара ТЭЦ, т/час; $D_{\text{ср}}, D_{\text{л}}$ – производительность при средне-зимнем и летнем режимах (которые составляют соответственно 370 и 327 т/час); $\tau_{\text{ср}}, \tau_{\text{л}}$ – продолжительность средне-зимнего и летнего периодов, составляющая соответственно 4200 и 4560 часов (что в сумме равно календарному фонду времени – 8760 часов).

В результате расчета годовая выработка пара для рассматриваемой ТЭЦ составляет 3050 тыс. тонн пара, что с учетом среднего удельного значения теплосодержания пара определит выработку тепла ТЭЦ в год ($Q_{\text{выр}}$) в объеме 1970 тыс. Гкал.

В соответствии с энергетическим балансом [4], вся энергия пара, выработанного ТЭЦ при сжигании топлива, расходуется на выработку тепла для технологических целей. Поэтому при составлении теплового баланса для выработки пара по ТЭЦ необходимо отдельно вычислять:

– отпуск тепла ($Q_{\text{отп1}}$) для выработки пара с давлением 40 кгс/см² ($D_{\text{отп1}}$) при температуре 300⁰С (максимальный часовой расход – 100 т/час, расход при средне-зимнем режиме работы ТЭЦ – 84 т/час, расход при летнем режиме – 74 т/час; теплосодержание пара с указанными параметрами составляет 706,9 Ккал/кг);

– отпуск тепла ($Q_{\text{отп2}}$) для выработки пара с давлением 8 кгс/см² ($D_{\text{отп2}}$) при температуре 260⁰С (максимальный часовой расход – 280 т/час, расход при средне-зимнем режиме работы ТЭЦ – 236 т/час, расход при летнем режиме – 208 т/час; теплосодержание пара с указанными параметрами составляет 709,3 Ккал/кг);

– отпуск тепла на возврат конденсата ($Q_{\text{конд}}$) с учетом коэффициента возврата конденсата ($k_{\text{вк}} = 0,856$) и теплосодержания пара в конденсате ($i_{\text{к}}$), равном 85,5 Ккал/кг.

Вычисление по двум первым пунктам выполняется по формуле (1):

$$D_{отп.1} = 84,4 \cdot 4200 + 74,0 \cdot 4560 = 692 \text{ тыс.т.},$$

$$D_{отп.2} = 236 \cdot 4200 + 208 \cdot 4560 = 1940 \text{ тыс.т.}$$

С учетом приведенных выше значений теплосодержания пара (с разными его параметрами), объем выработки тепла составит: $Q_{отп.1} = 490$ тыс. Гкал, а $Q_{отп.2} = 1375$ тыс. Гкал.

Расчет количества тепла на возврат конденсата выполняется по формуле:

$$Q_{конд} = (D_{отп.1} + D_{отп.2})k_{вк}i_k, \quad (2)$$

что в цифрах составляет:

$$Q_{конд} = (692 + 1940) \cdot 0,856 \cdot 85,5 \cdot 10^3 = \\ = 192,63 \text{ млн. Ккал или } 192,63 \text{ тыс. Гкал.}$$

Рассчитаем отпуск тепла по ТЭЦ в год для выполнения технологических процессов:

$$Q_{отп}^{тех} = Q_{отп.1} + Q_{отп.2} - Q_{конд}, \quad (3)$$

что составляет 1673 тыс. Гкал.

Тепло, которое вырабатывается ТЭЦ, используется, кроме целей технологии, также для работы заводской котельной. Годовой отпуск горячей воды ($Q_{отп}^{ГВ}$) котельной по данным завода в год составляет 292 тыс. Гкал при максимальном часовом отпуске ($Q_{отп}^{ГВ}$) 132 Гкал час. Если допустить в виде 3 % размер внутростанционных потерь, то годовая выработка тепла ТЭЦ для работы водогрейной котельной составит:

$$Q_{выр}^{вк} = 1,03 \cdot 292 = 301 \text{ тыс. Гкал.} \quad (4)$$

$$\text{или } Q_{выр} = 1970 + 301 = 2271 \text{ тыс. Гкал/год.}$$

Аналогично возможно рассчитать годовой отпуск тепла хозяйством ТЭЦ:

$$Q_{отп} = 1673 + 292 = 1965 \text{ тыс. Гкал}$$

Следует принять во внимание, что расход топлива (только природный газ) для работы водогрейной котельной по рассматриваемым вариантам одинаков и составляет, по данным предприятия, $B_{г}^{вк} = 41000$ тыс. M^3 в год.

Годовая выработка электрической энергии ($W_{выр.эл}^{год}$) осуществляется с помощью трех ($n = 3$) турбоагрегатов типа Р-12-35/5 с противодавлением пара 10 кгс/см² и определяется в виде [4]:

$$W_{выр.эл}^{год} = W_{эл} T_{сур} n, \quad (5)$$

где $W_{эл}$ – часовая производительность одного турбоагрегата, которая корректируется поправочным коэф-

фициентом (β_p), принимающий значение 1,21 при величине противодавления, равном $P_{г} = 8 \text{ кгс/см}^2$. Значение $W_{эл}$ рассчитывается для номинальной мощности турбины 12 МВт следующим образом:

$$W_{эл} = \frac{12000}{\beta_p}. \quad (6)$$

В формуле (5) параметр $T_{сур}$ характеризует продолжительность работы одной турбины в течение года с учетом осуществляемых ремонтов (средняя продолжительность выполнения которых планируется в течение полных 12 суток) и составляет 8472 часа.

С учетом вышеизложенного, возможно определить выработку электрической энергии ТЭЦ за год:

$$W_{выр.эл}^{год} = \frac{1200}{1,21} 8472 \cdot 3 = 252 \text{ млн. кВт} \cdot \text{час/год.}$$

Отпуск же электрической энергии ($W_{отп.эл}^{год}$) ТЭЦ составит только 192 млн. кВт ч, если принять расход электрической энергии на собственные нужды (по данным предприятия) в размере 60 млн. кВт ч.

Тепловой баланс ТЭЦ описывается выражением:

$$Q_{выр} = Q_{отп}^T + Q_{отп}^{эл} + Q_{сн}, \quad (7)$$

в котором осуществлен полный учет направлений использования тепловой энергии, выработанной ТЭЦ ($Q_{выр}$): для тепла ($Q_{отп}^T$), электрической энергии ($Q_{отп}^{эл}$), а также на собственные нужды ($Q_{сн}$).

Для расчета количества теплоты, отнесенного на выработку электрической энергии тремя турбинами, необходимо воспользоваться формулой [4]:

$$Q_{выр}^{эл} = 3 \cdot D(i_{вход} - i_{вых})T_{сур} \quad (8)$$

где D – расход пара на каждую турбину (который в расчете принимаем равным 120 т/час); $i_{вход}$, $i_{выход}$ – тепло-содержание пара на входе и на выходе из рабочего пространства (которые принимаются равными соответственно 790 и 709 ккал/кг); $T_{сур} = 8472$ часа – продолжительность работы турбин по выработке электрической энергии.

Расчет по формуле (8) с использованием приведенных данных дает следующий результат:

$$Q_{выр}^{эл} = 247,5 \text{ тыс. Гкал/год.}$$

Количество теплоты, отпущенное на электрическую энергию ($Q_{отп}^{эл}$), определим из соотношения:

$$Q_{отп}^{эл} = \frac{Q_{выр}^{эл}}{W_{выр.эл}^{год}} W_{отп.эл}^{год}, \text{ или}$$

$$Q_{отп}^{эл} = \frac{247,5 \cdot 10^3}{252 \cdot 10^6} 192 \cdot 10^6 = 188 \text{ тыс. Гкал/год.}$$

Из формулы (7) вычислим общий расход тепла на собственные нужды:

$$Q_{сн} = 1970 - 1673 - 188 = 109 \text{ (тыс. Гкал/год)}$$

Количество тепловой энергии, расходуемой на собственные нужды при выработке ТЭЦ тепла, определим из следующей пропорции:

$$Q_{сн}^T = \frac{Q_{сн} \cdot Q_{отп}^T}{Q_{сн} + Q_{отп}^T}, \text{ или}$$

$$Q_{сн}^T = \frac{109 \cdot 10^3 \cdot 1673 \cdot 10^3}{1673 \cdot 10^3 + 247,5 \cdot 10^3} = 95 \text{ тыс. Гкал/год.} \quad (10)$$

Определим расход тепла на собственные нужды в виде разницы значений общего расхода тепла на собственные нужды и количества тепловой энергии, расходуемой на собственные нужды при выработке ТЭЦ тепла:

$$Q_{сн}^{эл} = 109 - 95 = 14 \text{ (тыс. Гкал/год)}$$

$$\left. \begin{aligned} Q_{по/теп} &= Q_{отп}^T + Q_{сн}^{теп} \\ Q_{по/эл} &= Q_{отп}^{эл} + Q_{сн}^{эл} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Из формулы (11) рассчитаем значения тепловой энергии ТЭЦ:

$Q_{по/теп} = 1673 + 95 = 1768$ (тыс. Гкал/год) – для выработки тепла,

$Q_{по/эл} = 188 + 14 = 202$ (тыс. Гкал/год) – для выработки электричества.

Таблица 2. Годовые амортизационные отчисления по ТЭЦ (по данным предприятия ЗАЛК)

По вариантам/ Общие	Здания, сооружения			Оборудование и монтаж			Сумма
	Балансовая стоимость, тыс. грн	$H_{ам}$ %	Затраты на амортиз. тыс. грн	Балансовая стоимость, тыс. грн	$H_{ам}$ %	Затраты на амортиз. тыс. грн	
Первый вариант	2597,45	3,1	80,52	6856,44	10	685,64	766,16
Второй вариант	1765,75	3,1	54,74	6505,57	10	650,56	705,30
ТЭЦ	4860,44	3,1	150,67	7905,2	10	790,52	941,19
Модернизация и расширение							
Химводоочистка	264,8	3,1	8,21	200,0	10	20,0	28,21
Водогрейная котельная	315,12	3,1	9,77	374,95	10	37,50	47,30
Замена турбины фирмы Vogzиг на P-12-35/5	40,53	3,1	1,26	287,35	10	28,74	30,00

Затраты на топливо для работы всего хозяйства ТЭЦ по рассматриваемым вариантам ($Z_{топ}$) определяются в виде [5]:

$$Z_{топ} = C_{уг} B_{уг} + C_{газ} B_{газ} \quad (13)$$

Определим коэффициенты, которые характеризуют части от общего расхода тепловой энергии, приходящиеся на выработку отдельно тепла (η_T) и электрической энергии ($\eta_{эл}$):

$$\left. \begin{aligned} \eta_T &= \frac{Q_{отп}^T + Q_{сн}^T}{Q_{выр}} \\ \eta_{эл} &= \frac{Q_{отп}^{эл} + Q_{сн}^{эл}}{Q_{выр}} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Результаты расчета показывают следующие процентные соотношения при распределении общего расхода тепловой энергии, выработанной ТЭЦ: на тепло расходуется 89,7 %, а на электрическую энергию – 10,3 %, (или в соотношении 8,7:1).

Как известно, годовые эксплуатационные расходы по ТЭЦ состоят из [5]:

- затрат на топливо;
- затрат на амортизацию;
- затрат на заработную плату (для удобства вычислений численность эксплуатационного и административно – управленческого персонала ТЭЦ принимается одинаковой для рассматриваемых вариантов); в соответствии с данными предприятия численно составляют 150 человек, а фонд зарплаты – 1440 тыс. грн.);
- прочие расходы (которые учитывают затраты предприятия на воду для технологических целей, на текущий ремонт, на запасные части для основных фондов и т. п.); при этом процент прочих расходов в рассматриваемом примере составляет 40 % и рассчитан относительно величины ежегодных затрат предприятия на амортизацию основных фондов и на зарплату персонала.

Расчет годовых амортизационных отчислений представлен табл. 2.

где $C_{уг}$, $C_{газ}$ – цена за тонну угля и 1000 м³ газа по данным из табл. 1; $B_{уг}$, $B_{газ}$ – годовой расход топлива соответствующего типа.

Вес угля, расходуемого на работу ТЭЦ в течение года, приведен табл. 1. Объемы природного газа, рас-

ходуемого на работу всего хозяйства ТЭЦ в течение года, учитывают (дополнительно к данным табл. 1) расход газа на нужды водогрейной котельной (одинаков для рассматриваемых вариантов и составляет $B_{\text{г}}^{\text{вк}} = 41000$ тыс. м³ в год). Поэтому общий расход природного газа при модернизации ТЭЦ определится следующим образом:

– по первому варианту

$$B_{\text{газ}}^{\text{пер}} = 54660 + 41000 = 95660 \text{ (тыс. куб. м/год);}$$

– по второму варианту

$$B_{\text{газ}}^{\text{втор}} = 114662,1 + 41000 = 155622,1 \text{ (тыс. куб. м/год).}$$

Годовые затраты на топливо составляют:

– по первому варианту

$$Z_{\text{топ}}^{\text{пер}} = 276 \cdot 341,54 \cdot 10^3 + 500 \cdot 95,66 \cdot 10^3 = 142,095 \cdot 10^6 \text{ грн;}$$

– по второму варианту

$$Z_{\text{топ}}^{\text{втор}} = 276 \cdot 243,3 \cdot 10^3 + 500 \cdot 155,66 \cdot 10^3 = 144,981 \cdot 10^6 \text{ грн.}$$

Прочие производственные расходы соответственно определяются:

– по первому варианту

$$Z_{\text{пр}}^{\text{пер}} = 0,4 \cdot (1440 + 1812,86) = 1301,14 \text{ (тыс. грн);}$$

– по второму варианту

$$Z_{\text{пр}}^{\text{втор}} = 0,4 \cdot (1440 + 1752,2) = 1276,8 \text{ (тыс. грн).}$$

Результаты расчета годовых эксплуатационных расходов ТЭЦ представлены табл. 3.

Таблица 3. Годовые эксплуатационные расходы по ТЭЦ

Показатель	Обозн.	Первый вариант	%	Второй вариант	%
Расход угля, тыс. т/год	$B_{\text{уг}}$	341,5		243,3	
Расход природного газа, тыс. куб м	$B_{\text{газ}}$	54660		114622	
Затраты на топливо, тыс. грн	$Z_{\text{топ}}$	142095	96,87	144981	97,0
Затраты на зарплату, тыс грн.	$Z_{\text{зп}}$	1440	1,0	1440	0,96
Затраты на амортизацию, тыс. грн	$Z_{\text{ам}}$	1812,86	1,24	1752,2	1,17
Прочие расходы, тыс. грн	$Z_{\text{пр}}$	1301,14	0,89	1276,8	0,87
Итого	$Z_{\text{общ}}$	146649	100	149450	100

Удельная себестоимость тепловой энергии для ТЭЦ (для выработки одной Гкал тепла) при каждом варианте модернизации определяется из соотношения:

$$C_{\text{отп}, i}^{\text{теп}} = \frac{\eta_{\text{теп}} \cdot Z_{\text{общ}}}{Q_{\text{отп}}^{\text{T}} + Q_{\text{отп}}^{\text{ГВ}}}. \quad (14)$$

Удельная себестоимость электрической энергии для ТЭЦ (для выработки одного кВт·ч) при любом варианте модернизации находится из соотношения:

$$C_{\text{отп}, i}^{\text{эл}} = \frac{\eta_{\text{эл}} \cdot Z_{\text{общ}}}{W_{\text{отп}}}. \quad (15)$$

Из формул (14) и (15) определяются значения удельной себестоимости тепла и электрической энергии, вырабатываемых на ТЭЦ:

– по первому варианту

$$C_{\text{отп}}^{\text{теп}} = \frac{0,897 \cdot 146649}{1965} = 66,94 \text{ грн. за Гкал;}$$

$$C_{\text{отп}}^{\text{эл}} = \frac{0,103 \cdot 146649}{192000} = 0,078 \text{ грн. за кВт·ч;}$$

– по второму варианту

$$C_{\text{отп}}^{\text{теп}} = \frac{0,897 \cdot 149450}{1965} = 68,22 \text{ грн. за Гкал;}$$

$$C_{\text{отп}}^{\text{эл}} = \frac{0,103 \cdot 149450}{192000} = 0,10 \text{ грн. за кВт·ч.}$$

Выводы

1. Рассмотренные варианты модернизации ТЭЦ являются экономически примерно равноценными (разница составляет меньше 2 %). Вариант по замене твердого топлива на природный газ (при существенных ценах за тонну угля 276 грн, а на природный газ за 1000 м³ 500 грн) в современных экономических условиях Украины не является экономически целесообразным.

2. Структура годовых эксплуатационных затрат подтверждает жесткую зависимость стоимости конечного результата деятельности предприятия от его затрат на энергетические ресурсы (97 %).

3. Значения удельных себестоимостей электрической энергии (около 10 коп./кВт ч) и тепла (около 68 грн Гкал), вырабатываемых на ТЭЦ, входящей в состав крупного предприятия, ниже тарифов на тепло (96 грн. за 1 Гкал по данным ЗАТ «Энергогенеруюча компанія «Укр-Кан Пауер») и электрическую энергию (около 30 коп. за кВт ч для второго класса потребителей, которые получают электроэнергию от поставщиков напряжением менее 27,5 кВ в точке продажи), утвержденной Национальной комиссией регулирования электроэнергетики (НКРЭ) Украины для энергопоставляющих компаний [6]. Следовательно, в современных условиях для крупного энергоемкого промышленного предприятия существует выгода самостоятельного энергообеспечения.

Перечень ссылок

1. Сообщение УНИАН в пресс-службе Минуглепрома (от 22.01.07). – Режим доступа: www.dtek.com.ua, свободный. – Загл. с экрана.
2. Постановление КМУ N1697 от 8 декабря 2006 года «О дальнейшем совершенствовании механизма обеспечения природным газом отечественных потребителей» (УНИАН). – Режим доступа: www.kmu.gov.ua, свободный. – Загл. с экрана.
3. Уголь Украины. Доска объявлений. – Режим доступа: www.ukrcoal.com/broud/, свободный. – Загл. с экрана.
4. Сальников А. Х., Шевченко Л. А. Нормирование потребления и экономия топливно-энергетических ресурсов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.
5. Самсонов В. С. Вяткин М. А. Экономика предприятий энергетического комплекса: Учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 2003. – 416 с.
6. Постановова КМУ від 24.10.2006 № 2410 «Про роздрібні тарифи для споживачів (окрім населення)». – Режим доступа: www.kmu.gov.ua, свободный. – Загол. з екрана.

Поступила в редакцию 16.02.07 г.

После доработки 26.02.07

З урахуванням існуючих цін в Україні на енергоносії запропонований розрахунок економічної ефективності модернізації ТЕЦ, що належить енергоємному промислового підприємству. Визначено питому собівартість вироблюваних на ТЕЦ тепла та електроенергії.

In view of the existing prices in Ukraine on energy carriers the calculation of economic efficiency of the thermal power station modernization, belonging to the power-intensive industrial enterprise is offered. The specific cost price of heat and electric power developed on thermal power station is determined.

УДК 621.311.1

А. В. Волков, О. Г. Мирошниченко

Влияние несинусоидальности формы токов и неравномерности текущей мощности отдельного электропотребителя на потери в энергосистеме

Выполнена количественная оценка и предложены расчетные зависимости для потерь в энергосистеме, вызванных влиянием несинусоидальной формы токов и неравномерности текущей мощности отдельного электропотребителя.

В связи с наступлением рыночных условий хозяйствования и заметным удорожанием электроэнергии в Украине стала чрезвычайно важной и востребованной практикой задача установления объективной оплаты электропотребителей (ЭП) за потребленную ими электроэнергию (э/э). Это, в свою очередь, требует и обуславливает актуальность уточненного определения потерь активной электроэнергии (ПАЭ) в энергосистеме, вызванных активной (АМ) и реактивной (РМ) мощностью отдельного ЭП.

Согласно действующей ныне в Украине Методики [1] определение ПАЭ, вызванных РМ отдельного ЭП, осуществляется на базе экономического эквивалента реактивной мощности (ЭЭРМ) D_0 , значение которого рассчитывается по экспериментальным данным один раз в 2 года и остается для конкретного ЭП неизменным (равным этому рассчитанному значению) в течение указанного периода времени. В работах [2, 3] проанализированы недостатки такого определения ПАЭ (вызванных влиянием РМ), которые состоят в очень приближенном их вычислении при таком расчете, не учитывающем: текущую загрузку участков энергосистемы (УЭС) реактивной мощностью, распределение РМ в участках и узлах энергосистемы (ЭС), изменение схемной кон-

фигурации ЭС при ее функционировании (вследствие переключения коммутационной аппаратуры).

Уточненный расчет ПАЭ, вызванных в ЭС влиянием РМ отдельного ЭП, приведен в статьях [3, 4], который базируется на вычислении для каждого временного интервала дискретности автоматизированного съема показаний (ИДАСП) счетчиков э/э текущих значений ЭЭРМ по потребляемой и генерируемой РМ для каждого участка ЭС. Наиболее точный расчет ПАЭ, вызванных в ЭС одновременным действием РМ и АМ отдельного ЭП, предложен в [4], при котором вычисляемые текущие значения экономических эквивалентов активной (ЭЭАМ) и реактивной (ЭЭРМ) мощностей для произвольного УЭС учитывают: во-первых, справедливое распределение АМ и РМ во всех узлах и участках ЭС; во-вторых, текущую загрузку каждого УЭС по АМ и РМ; в-третьих, изменение схемной конфигурации ЭС во время ее функционирования; в-четвертых, взаимную компенсацию потребляемой и генерируемой АМ и РМ в узлах ЭС.

При указанных расчетах [3, 4] на протяжении ИДАСП (в настоящее время равно 30 минутам) значения АМ $P_{m(i)}$ и РМ $Q_{m(i)}$ в m -ом УЭС принимаются постоянными, рассчитываемыми в виде:

$$\left. \begin{aligned} P_{m(i)} &= \Delta WP_{m(i)} / T, \\ Q_{m(i)} &= \Delta WQ_{m(i)} / T, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\Delta WP_{m(i)}$ и $\Delta WQ_{m(i)}$ - изменения показаний счетчиков соответственно активной и реактивной электроэнергии в m -ом УЭС на i -ом ИДАСП; T – продолжительность указанного i -го временного интервала (которая, полагаем, остается неизменной для всех остальных ИДАСП).

Как будет показано далее, допущение о равномерности (постоянстве) текущих значений АМ и РМ (равных рассчитанным из зависимостей (1) в течение интервала дискретности T) может приводить к погрешности при определении ПАЭ. При этом известно, что дополнительные потери в ЭС могут возникать также из-за несинусоидальности токов, протекающих в ее участках и вызванных у потребителей использованием ими преобразовательной техники [5]. Обратим внимание, что в настоящее время ни действующая Методика [1], ни другие известные расчеты ПАЭ [2-4], вызванных влиянием АМ и РМ отдельного ЭП, не учитывают упомянутые несинусоидальность формы токов, протекающих в УЭС, и неравномерность текущих значений АМ или РМ за рассматриваемый ИДАСП длительностью T .

Предложенная статья посвящена уточненному расчету ПАЭ в энергосистеме, учитывающему несинусоидальность формы токов, протекающих в участках энергосистемы, и неравномерность текущих значений мощности в участках энергосистемы (на протяжении рассматриваемого ИДАСП счетчиков э/э).

На первом этапе оценим влияние на ПАЭ несинусоидальности формы протекающего тока $I_{\Sigma}(t)$ в отдельном УЭС, показанном на рис. 1. Как известно, вследствие эффекта вытеснения высших гармонических составляющих токов, наблюдается увеличение активного сопротивления УЭС, которое обычно аппроксимируется зависимостью [5]:

$$R_f \approx R_{50} \sqrt{f/50} = R_{50} \sqrt{\nu}, \quad (2)$$

где R_{50} - активное сопротивление участка при номинальной частоте тока (равной 50 Гц); R_f – активное сопротивление для высшей гармонической составляющей тока частотой f (где $f > 50$ Гц); $\nu = f/50$ – номер высшей гармонической составляющей тока.

Под участком энергосистемы (УЭС) понимаются ее составные элементы: электропередающая линия, трансформатор, автотрансформатор. За активное сопротивление для трансформатора (автотрансформатора) принимается суммарное активное сопротивление первичной и приведенной вторичной его обмоток.

С учетом (2) общие потери активной мощности (ПАМ) ΔP_{Σ} в рассматриваемом УЭС (например, через который протекает ток $I_{\Sigma}(t)$), создаваемый токами

$I_1(t)$ и $I_2(t)$ двух электропотребителей в схеме на рис. 1) могут быть рассчитаны из зависимости [5]:

$$\Delta P_{\Sigma} = \sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2 R_{\nu} = R_{50} \sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2 \sqrt{\nu}, \quad (3)$$

где I_{ν} – действующее значение ν -ой гармонической составляющей тока (вычисленной в результате разложения фактической кривой тока $I_{\Sigma}(t)$ в ряд Фурье [6]);

R_{ν} – активное сопротивление УЭС для ν -ой гармонической составляющей тока.



Рис.1. Фрагмент энергосистемы

Введя в употребление коэффициент вытеснения k_B тока, учитывающий увеличение ПАМ в УЭС из-за эффекта вытеснения высших гармонических составляющих тока в УЭС и рассчитываемый в виде:

$$k_B = \frac{\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2 \sqrt{\nu}}{\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2} = \frac{\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2 \sqrt{\nu}}{I_{\Sigma}^2}, \quad (4)$$

преобразуем зависимость (3) к следующему соотношению:

$$\Delta P_{\Sigma} = R_{50} \sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2 \frac{\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2 \sqrt{\nu}}{\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2} = k_B R_{50} I_{\Sigma}^2 = k_B \Delta P_{\Sigma}^1, \quad (5)$$

В формулах (4) и (5) используются следующие обозначения:

$$I_{\Sigma} = \left[\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{\nu}^2 \right]^{1/2} \quad (6)$$

действующее значение полного тока [5];

$$\Delta P_{\Sigma}^1 = R_{50} I_{\Sigma}^2 \quad (7)$$

ПАМ в УЭС, рассчитанные без учета эффекта вытеснения высших гармонических составляющих тока. Из анализа (4) следует, что значение коэффициента k_B всегда больше или равно единице (причем, равно единице только при синусоидальной форме тока $I_{\Sigma}(t)$, протекающего в УЭС).

Соотношение (7) может быть преобразовано к виду:

$$\Delta P_{\Sigma}^I = R_{50} [P_{\Sigma}^2 + Q_{\Sigma}^2] / U^2, \quad (8)$$

где P_{Σ} и Q_{Σ} – текущие значения АМ и РМ, поступающие в УЭС; U – напряжение на УЭС (которое будем полагать неизменным $U = \text{const}$).

Взяв определенный интеграл (за интервал времени T) от правых частей соотношений (7) и (8), приравняв их между собой, получим зависимость:

$$I_d^2 = [P_d^2 + Q_d^2] / U^2, \quad (9)$$

где I_d , P_d , Q_d – действующие значения (за интервал времени T) соответственно тока I_{Σ} , активной P_{Σ} и реактивной Q_{Σ} мощностей в рассматриваемом УЭС.

Интегрирование при получении зависимости (9), а также суммирование рядов слагаемых в зависимостях (3)–(6) может осуществляться как за период T_1 основной гармоники сетевого напряжения, так и – за ИДАСП длительностью T (кратный периоду T_1). При этом вычисление действующих значений v -ых гармонических составляющих тока $I_{\Sigma}(t)$ производится из известных соотношений для определения членов разложения ряда Фурье [6].

Таким образом, уточненный расчет ПАМ в УЭС, вызванных протеканием по нему тока $I_{\Sigma}(t)$ несинусоидальной формы, может выполняться из зависимостей:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\Sigma} &= k_B R_{50} (P_d^2 + Q_d^2) / U^2 = k_B C (P_d^2 + Q_d^2) = \\ &= k_B (d^a P_d + d^p Q_d), \end{aligned} \quad (10)$$

где постоянная C для рассматриваемого УЭС и значения экономических эквивалентов активной (ЭЭАМ) d^a и реактивной (ЭЭРМ) d^p мощности связаны между собой зависимостями [3, 4]:

$$\left. \begin{aligned} C &= R_{50} / U^2, \\ d^a &= C P_d, \\ d^p &= C Q_d. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Таблица 1

Номер высшей гармоники		2	3	4	5	6	7	8	9
Процентное содержание, %		1,5	1,5	0,7	4	0,3	3	0,3	0,5
Значение k_B	из (4)	1,000093	1,000165	1,000049	1,001975	1,000013	1,00148	1,000016	1,00005
	уточн.	1,000006	1,000014	1,000005	1,00026	1,000002	1,00026	1,000003	1,000011
10	11	12	13	14	...	39	40	Σ	
0,3	2	0,2	2	0,2	...	0,2	0,2		
1,000019	1,000926	1,00001	1,001042	1,000011	...	1,000021	1,000021	1,00441	
1,000004	1,000227	1,000003	1,00028	1,000003	...	1,000007	1,000008	1,001088	

Из анализа (10) следует, что учет несинусоидальности формы токов при расчете потерь в УЭС может быть осуществлен следующим образом. Во-первых, для учета влияния на ПАЭ эффекта вытеснения высших гармонических составляющих токов необходимо, согласно (10), умножить значения его экономических эквивалентов d^a и d^p (по активной или реактивной мощности соответственно) на рассчитанный из соотношения (4) коэффициент k_B вытеснения тока. Во-вторых, для определения общих ПАМ ΔP_{Σ} в УЭС, создаваемых всеми гармоническими составляющими тока $I_{\Sigma}(t)$, следует, согласно (10), в известных расчетных соотношениях, полученных в [4] для текущих значений АМ и РМ, перейти к действующим значениям (P_d и Q_d) указанных активных и реактивных мощностей.

Оценим количественные значения коэффициента k_B вытеснения тока на ряде примеров, соответствующих нормально допустимому (согласно [7]) процентному содержанию высших гармонических составляющих в питающем напряжении (уровнем 6 кВ и выше).

Результаты расчетов из зависимости (4) коэффициента k_B для данных примеров приведены в предпоследней строке табл. 1, а из уточненных соотношений (выполненных канд. техн. наук, доцентом ЗНТУ Тиховодом С. М. по геометрическим размерам провода АС400) – в последней строке указанной таблицы. В последнем столбце этой же таблицы (в колонке с обозначением « Σ ») приведены рассчитанные (из зависимости (4) или уточненных соотношений) значения коэффициента k_B , соответствующие совместно (одновременному) действию всех указанных (в процентном соотношении из табл. 1) высших гармонических составляющих тока.

На втором этапе оценим погрешность расчета ПАЭ в энергосистеме, возникающую при использовании усредненных значений мощностей за ИДАСП счетчиков э/э в ЭС.

Суммарные текущие ПАМ ΔP_{Σ} в УЭС, вызванные протеканием по нему суммарных активной P_{Σ} и реактивной Q_{Σ} мощностей, пропорциональны сумме квад-

ратов значений указанных мощностей [4]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{\Sigma} &= C(P_{\Sigma}^2 + Q_{\Sigma}^2) = \Delta P_{\Sigma}^a + \Delta P_{\Sigma}^p, \\ \Delta P_{\Sigma}^a &= CP_{\Sigma}^2; \quad \Delta P_{\Sigma}^p = CQ_{\Sigma}^2 \end{aligned} \right\}, \quad (12)$$

где ΔP_{Σ}^a и ΔP_{Σ}^p – составляющие ПАМ в УЭС, вызванные действием АМ P_{Σ} и РМ Q_{Σ} соответственно.

Вычислив интегралы от ПАМ из (12), найдем ПАЭ $\Delta \mathcal{E}$ в участке энергосистемы за рассматриваемый интервал времени T :

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathcal{E} &= \int_0^T \Delta P_{\Sigma}(t) dt = \Delta \mathcal{E}^a + \Delta \mathcal{E}^p, \\ \Delta \mathcal{E}^a &= C \int_0^T P_{\Sigma}(t)^2 dt, \quad \Delta \mathcal{E}^p = C \int_0^T Q_{\Sigma}(t)^2 dt \end{aligned} \right\}, \quad (13)$$

где $\Delta \mathcal{E}^a$ и $\Delta \mathcal{E}^p$ – составляющие ПАЭ, вызванные соответственно АМ P_{Σ} и РМ Q_{Σ} в УЭС.

Средние значения АМ P_{cp} и РМ Q_{cp} в УЭС за указанный интервал времени T определяются из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} P_{cp} &= \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = \frac{1}{T} \Delta WP, \\ Q_{cp} &= \frac{1}{T} \int_0^T Q(t) dt = \frac{1}{T} \Delta WQ \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

где ΔWP и ΔWQ – изменения показаний счетчиков активной и реактивной э/э за интервал времени T соответственно.

Рассчитаем ПАЭ $\Delta \mathcal{E}_{cp}$ за указанный интервал времени T в УЭС из известных зависимостей [4] через средние значения протекающих в нем активной P_{cp} и реактивной Q_{cp} мощностей:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathcal{E}_{cp} &= C(P_{cp}^2 + Q_{cp}^2) \cdot T = \Delta \mathcal{E}_{cp}^a + \Delta \mathcal{E}_{cp}^p, \\ \Delta \mathcal{E}_{cp}^a &= C(\Delta WP)^2 / T, \quad \Delta \mathcal{E}_{cp}^p = C(\Delta WQ)^2 / T \end{aligned} \right\}, \quad (15)$$

где $\Delta \mathcal{E}_{cp}^a$ и $\Delta \mathcal{E}_{cp}^p$ – составляющие этих ПАЭ, определяемые через средние значения АМ P_{cp} и РМ Q_{cp} в УЭС соответственно.

Очевидно, вычисление ПАЭ $\Delta \mathcal{E}_{cp}$ из (15) через средние значения АМ P_{cp} и РМ Q_{cp} за интервал вре-

мени T характеризуется погрешностью, вызванной возможным неравенством (при $P_{\Sigma}(t), Q_{\Sigma}(t) \neq \text{const}$) следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathcal{E}^a &= C \int_0^T P_{\Sigma}^2(t) dt \neq \Delta \mathcal{E}_{cp}^a = C(\Delta WP)^2 / T, \\ \Delta \mathcal{E}^p &= C \int_0^T Q_{\Sigma}^2(t) dt \neq \Delta \mathcal{E}_{cp}^p = C(\Delta WQ)^2 / T, \\ \Delta \mathcal{E} &= \Delta \mathcal{E}^a + \Delta \mathcal{E}^p \neq \Delta \mathcal{E}_{cp} = \Delta \mathcal{E}_{cp}^a + \Delta \mathcal{E}_{cp}^p. \end{aligned} \right\}, \quad (16)$$

Введем в дальнейшем пользование коэффициенты неравномерности изменения АМ и РМ, рассчитываемые соответственно в виде:

$$\left. \begin{aligned} k_n^a &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T P(t)^2 dt} / \frac{1}{T} \int_0^T P(t) dt = P_d / P_{cp}, \\ k_n^p &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T Q(t)^2 dt} / \frac{1}{T} \int_0^T Q(t) dt = Q_d / Q_{cp}. \end{aligned} \right\}, \quad (17)$$

Значения указанных коэффициентов больше или равны единице (причем, последнее справедливо лишь для неизменных текущих значений АМ $P(t)$ и РМ $Q(t)$ на рассматриваемом интервале времени T). Через данные коэффициенты рассчитаем действующие значения АМ и РМ на интервале времени T :

$$\left. \begin{aligned} P_d &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T P(t)^2 dt} = k_n^a P_{cp}, \\ Q_d &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T Q(t)^2 dt} = k_n^p Q_{cp} \end{aligned} \right\}. \quad (18)$$

С учетом введенных коэффициентов неравномерности и исходя из (13), уточненные значения ПАЭ $\Delta \mathcal{E}$ в участке энергосистемы за интервал времени T могут быть определены через средние значения АМ P_{cp} и РМ Q_{cp} на данном интервале в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathcal{E} &= \Delta \mathcal{E}^a + \Delta \mathcal{E}^p, \\ \Delta \mathcal{E}^a &= C \cdot T (k_n^a P_{cp})^2, \quad \Delta \mathcal{E}^p = C \cdot T (k_n^p Q_{cp})^2. \end{aligned} \right\}, \quad (19)$$

Оценим на нескольких конкретных примерах погрешность, которая возникает при определении ПАЭ в УЭС на рис. 1. В частности определим эту погрешность на примере составляющей ПАЭ $\Delta \mathcal{E}^p$, вызванной РМ Q_1 и Q_2 двух электропотребителей, подключенных к данному УЭС, если не учитывается неравномерность

текущих значений этих мощностей на рассматриваемом интервале времени T . При этом графики изменения РМ Q_1 и Q_2 в течение данного интервала времени показаны в табл. 2, в которой также приведены результаты расчета для этих графиков коэффициентов неравномерности $k_{н1}^p$ и $k_{н2}^p$ соответственно для РМ Q_1 и Q_2 . В таблице даны относительные погрешности δ_1 и δ_2 расчета значения ПАЭ $\Delta\mathcal{E}$ в УЭС на рис. 1 через составляющие $\Delta\mathcal{E}_1$, $\Delta\mathcal{E}_2$ и $\Delta\mathcal{E}_{(1)cp}$, $\Delta\mathcal{E}_{(2)cp}$, вычисленные из формул (19) и (15) соответственно. Результирующее значение коэффициента неравномерности $k_{н\Sigma}^p$ для РМ Q_Σ рассчитывалось из второго соотношения в (17). При этом значения погрешностей δ_1 , δ_2 , δ_Σ и $\delta_1^|$, $\delta_2^|$ находились из соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \delta_1 &= \frac{\Delta\mathcal{E}_{(1)cp} - \Delta\mathcal{E}_{(1)}}{\Delta\mathcal{E}_{(1)}} 100\%, \\ \delta_2 &= \frac{\Delta\mathcal{E}_{(2)cp} - \Delta\mathcal{E}_{(2)}}{\Delta\mathcal{E}_{(2)}} 100\%, \\ \delta_\Sigma &= \frac{\Delta\mathcal{E}_{\Sigma cp} - \Delta\mathcal{E}_\Sigma}{\Delta\mathcal{E}_\Sigma} 100\%, \\ \delta_1^| &= \frac{\Delta\mathcal{E}_{(1)cp}^| - \Delta\mathcal{E}_{(1)}}{\Delta\mathcal{E}_{(1)cp}} 100\%, \\ \delta_2^| &= \frac{\Delta\mathcal{E}_{(2)cp}^| - \Delta\mathcal{E}_{(2)}}{\Delta\mathcal{E}_{(2)cp}} 100\% \end{aligned} \right\}, \quad (20)$$

где $\Delta\mathcal{E}_{(1)cp}$, $\Delta\mathcal{E}_{(2)cp}$ и $\Delta\mathcal{E}_{(1)}^|$, $\Delta\mathcal{E}_{(2)}^|$ – составляющие ПАЭ, вызванные в УЭС действием РМ Q_1 и Q_2 соответственно, которые определены через средние значения РМ Q_{cp1} , Q_{cp2} , $Q_{cp\Sigma}$ за интервал времени T из соотношений [3]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\mathcal{E}_{(1)cp} &= C Q_{cp\Sigma}^2 \frac{Q_{cp1}}{Q_{cp1} + Q_{cp2}} T, \\ \Delta\mathcal{E}_{(2)cp} &= C Q_{cp\Sigma}^2 \frac{Q_{cp2}}{Q_{cp1} + Q_{cp2}} T, \\ \Delta\mathcal{E}_{(1)cp}^| &= C (k_{н\Sigma} Q_{cp\Sigma})^2 \frac{k_{н1} Q_{cp1}}{k_{н1} Q_{cp1} + k_{н2} Q_{cp2}} T, \\ \Delta\mathcal{E}_{(2)cp}^| &= C (k_{н\Sigma} Q_{cp\Sigma})^2 \frac{k_{н2} Q_{cp2}}{k_{н1} Q_{cp1} + k_{н2} Q_{cp2}} T \end{aligned} \right\}, \quad (21)$$

$\Delta\mathcal{E}_{(1)}$, $\Delta\mathcal{E}_{(2)}$ – составляющие ПАЭ, вызванные в УЭС влиянием РМ Q_1 и Q_2 соответственно, которые определены через текущие значения РМ Q_1 , Q_2 , Q_Σ за интервал времени T из уточненных зависимостей [3]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\mathcal{E}_{(1)} &= C \int_{t=0}^T Q_\Sigma(t)^2 \frac{Q_1(t)}{Q_1(t) + Q_2(t)} dt, \\ \Delta\mathcal{E}_{(2)} &= C \int_{t=0}^T Q_\Sigma(t)^2 \frac{Q_2(t)}{Q_1(t) + Q_2(t)} dt, \end{aligned} \right\}; \quad (22)$$

$\Delta\mathcal{E}_{\Sigma cp}$ и $\Delta\mathcal{E}_\Sigma$ – суммарные значения ПАЭ (вызванных в УЭС влиянием РМ Q_Σ), которые определены через среднее $Q_{cp\Sigma}$ или текущее значение суммарной мощности Q_Σ соответственно в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\mathcal{E}_{\Sigma cp} &= C Q_{cp\Sigma}^2 T, \\ \Delta\mathcal{E}_\Sigma &= C \int_{t=0}^T Q_\Sigma(t)^2 dt \end{aligned} \right\}. \quad (23)$$

Из анализа табл. 2 следует, что, во-первых, определение ПАЭ с помощью усредненных (за рассчитываемый период времени T) значений АМ или РМ может приводить к погрешностям, которые не допустимы для последующих коммерческих расчетов. Во-вторых, если текущее значение АМ или РМ отдельного ЭП в течение рассматриваемого интервала времени T не изменялось, то определение составляющих ПАЭ (вызванных в УЭС АМ или РМ данного отдельного ЭП) с использованием усредненных за рассчитываемый период составляющих мощностей не приводит к погрешности (в частности, для 1, 2 и 3-го примеров в табл. 2: $\delta_1 = 0$ при $Q_1 = \text{const}$). В-третьих, определение, согласно третьему и четвертому соотношению из (21), составляющих ПАЭ в УЭС (вызванных АМ и РМ отдельного ЭП) через средние значения указанных мощностей и их коэффициенты неравномерности приводит к заметному уменьшению погрешности вычисления указанных составляющих (причем, при нулевой погрешности для результирующих ПАЭ в УЭС: $\delta_\Sigma^| = 0$).

Таким образом, исключить или уменьшить погрешность, которая возникает при определении ПАЭ в энергосистеме из-за использования усредненных значений АМ и РМ в УЭС (на ИДАСП длительностью T) возможно двумя способами. Первый способ заключается в том, что на каждом упомянутом интервале следует рассчитать коэффициенты неравномерности изменения для текущих АМ и РМ в каждом УЭС и для каждого электропотребителя, с помощью которых затем необходимо из зависимостей (19) осуществить уточненный расчет ПАЭ в энергосистеме. Второй способ состоит в

Таблица 2

	График изменения во времени текущих мощностей	k_{n1}^p	k_{n2}^p	$k_{n\Sigma}^p$	$\delta_1, \%$	$\delta_2, \%$	$\delta_\Sigma, \%$	$\delta_1^ , \%$	$\delta_2^ , \%$
1		1	1,146	1,034	0	-13	-7	-0,54	+0,43
2		1,49	1	1,053	0	-28	-11	+1,5	-0,28
3		1	1,058	1,026	0	-7	-5,3	-0,19	+0,26
4		1,2	1,09	0,005	+1,4	-2,3	-1,2	-0,1	+0,35

уменьшении длительности ИДАСП счетчиков активной и реактивной э/э. Очевидно, чем меньше будет значение указанного интервала T, тем точнее будет расчет ПАЭ в энергосистеме. Последний способ сложнее технически осуществить, поскольку требуется уменьшить расчетное время в ЭС и соответственно увеличить количество вычислительных операций в единицу времени.

В связи с этим представляет практический интерес оценка влияния существующего значения ИДАСП (равного 30 мин.) на погрешность вычисления ПАЭ в энергосистеме. Проведем ее на примере реальных суточных графиков (рис. 2) изменения АМ для следующих крупных заводов: «Запорожский алюминиевый комби-

нат» (ЗАЛК), «Запорожский ферросплавный завод» (ЗФЗ), «Запорожский титаномагниевого комбинат» (ЗТМК), «Запорожский абразивный комбинат» (ЗАК), «Никопольский завод ферросплавов» (НЗФ), «Криворожский горно-металлургический комбинат» (КГМК), «Северный горно-обогатительный комбинат» (СевГОК), «Ингулецкий горно-обогатительный комбинат» (ИнГОК), «Центральный горно-обогатительный комбинат» (ЦГОК), «Южный горно-обогатительный завод» (ЮГОК), «Побужский ферроникелевый комбинат» (ПФК).

При выполненных расчетах использовались текущие значения АМ, полученные за сутки с помощью информационно-измерительного комплекса с 10-ти се-

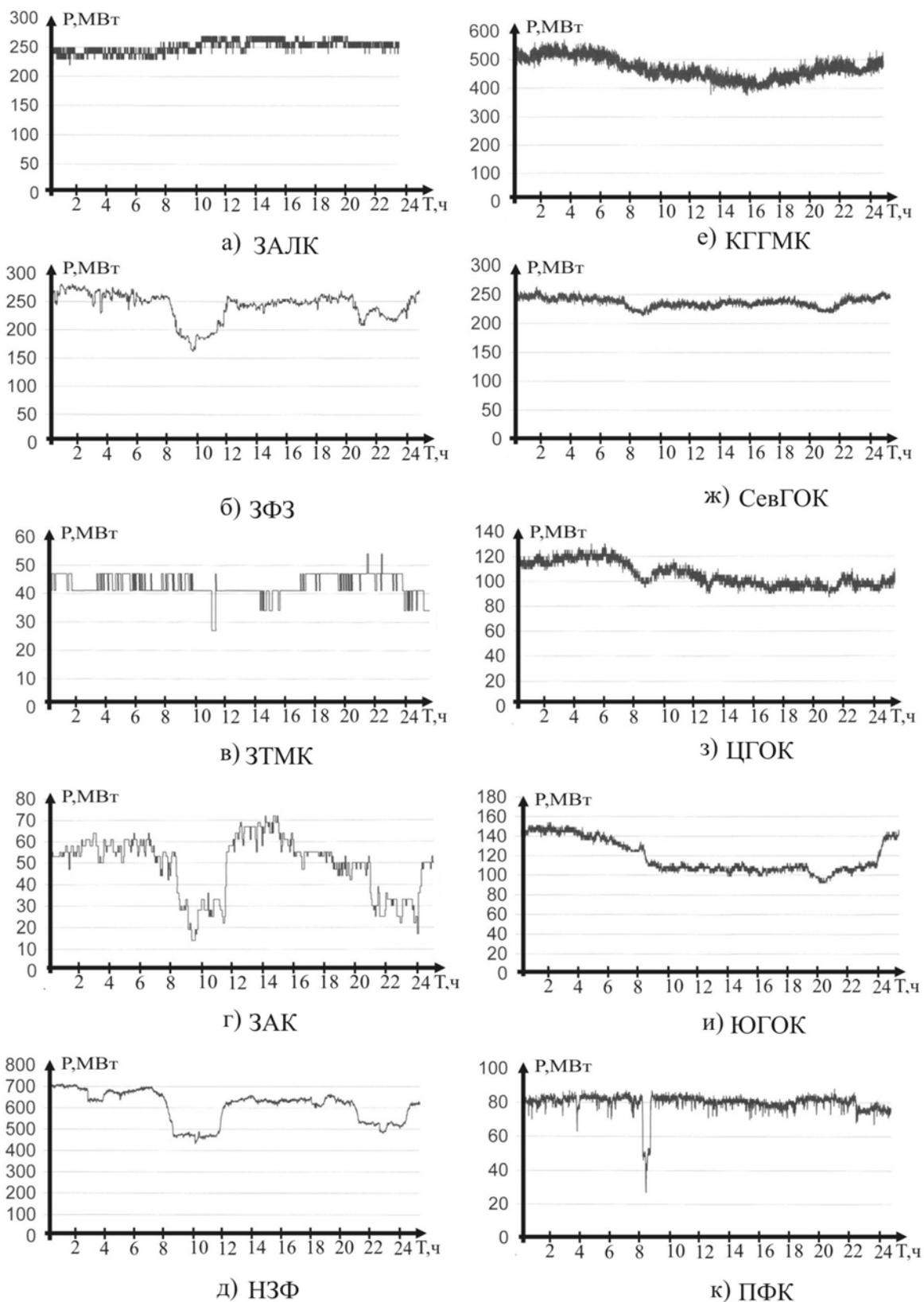


Рис. 2 Суточные графики нагрузок предприятий

кундным и 30-ти минутным интервалами T съема показаний. Сравнивались между собой значения коэффициента неравномерности $k_{н(30мин)}^a$ изменения АМ, вычисленного за сутки через усредненные значения АМ за 30-ти минутный интервал времени, и коэффициента неравномерности $k_{н(10сек)}^a$ изменения АМ, рассчитанного за сутки через усредненные значения АМ за 10-ти секунднй интервал времени. При этом полагалось, что коэффициент неравномерности $k_{н(10сек)}^a$ практически совпадает с коэффициентом неравномерности, вычисленным за те же сутки с помощью текущих значений АМ. Погрешность, возникающую в расчетах ПАЭ при использовании усредненных за 30 минут значений АМ, определяли из следующего соотношения:

$$\delta = \frac{(k_{н(30мин)}^a)^2 - (k_{н(10сек)}^a)^2}{(k_{н(10сек)}^a)^2} 100\% \quad (24)$$

Упомянутые коэффициенты неравномерности $k_{н(30мин)}^a$ и $k_{н(10сек)}^a$ рассчитывались из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} k_{н(30мин)}^a &= \frac{\sqrt{\frac{1}{48} \sum_{i=1}^{48} P_{i(30мин)}^2}}{\frac{1}{48} \sum_{i=1}^{48} P_{i(30мин)}} \\ k_{н(10сек)}^a &= \frac{\sqrt{\frac{1}{8640} \sum_{j=1}^{8640} P_{j(10сек)}^2}}{\frac{1}{8640} \sum_{j=1}^{8640} P_{j(10сек)}} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

где $P_{i(30мин)}$ – среднее значение АМ за i -ый интервал времени, равный 30 мин.; $P_{j(10сек)}$ – среднее значение АМ за j -ый интервал времени, равный 10 сек; 48 и 8640 – количество расчетных интервалов в сутки при 30-ти минутном и 10-ти секундном съеме показаний соответственно; знаменатели обеих дробей из (25) равны между собой, так как представляют собой суточное потребление активной э/э.

В табл. 3 приведены результаты расчетов коэффициентов неравномерности $k_{н(30мин)}^a$ и $k_{н(10сек)}^a$ изменения АМ рассматриваемых электропотребителей (с графиками нагрузки из рис. 2) и относительной погрешности δ , выполненных из (25) и (24). Из анализа табл. 3 следует, что, во-первых, несмотря на то, что графики нагрузок рассматриваемых крупных электропотребителей не являются неизменными (рис. 2), отклонение текущего значения мощности от среднего значения за сутки не велико (из-за чего $k_{н(10сек)}^a$ находится в диа-

пазоне 1,0004–1,0397). Поэтому значения $k_{н(30мин)}^a$ и $k_{н(10сек)}^a$ коэффициентов неравномерности изменения АМ при 30-ти минутных и 10-ти секунднх съемах показаний счетчиков (для указанных предприятий) практически совпадают между собой. Во-вторых, погрешность, которая возникает при использовании в расчетах ПАЭ усредненных за 30-ти минутный интервал времени значений АМ, незначительна (находится в диапазоне от –0,03 до –0,54 %) и вызывает снижение расчетных потерь (по сравнению с уточненными их значениями, вычисленными при 10-ти секундном съеме показаний).

Таблица 3

	Предприятие	График нагрузки	$k_{н(30мин)}^a$	$k_{н(10сек)}^a$	$\delta, \%$
1	ЗАЛК	рис. 2, а	1,00029	1,0004	–0,058
2	ЗФЗ	рис. 2, б	1,0031	1,0034	–0,053
3	ЗТМК	рис. 2, в	1,0011	1,0026	–0,29
4	ЗАК	рис. 2, г	1,0364	1,0397	–0,63
5	НЗФ	рис. 2, д	1,0078	1,0081	–0,056
6	КГГМК	рис. 2, е	1,007	1,0011	–0,083
7	СевГОК	рис. 2, ж	1,00055	1,00045	–0,022
8	ЦГОК	рис. 2, з	1,0008	1,001	–0,05
9	ЮГОК	рис. 2, и	1,0063	1,0065	–0,04
10	ПФК	рис. 2, к	1,0015	1,0026	–0,21

В заключение на основании (4), (10), (17), (19) и исходя из [3, 4], предложим уточненные зависимости для расчета ПАЭ в энергосистеме, вызванных АМ P_n и РМ Q_n отдельного n -го ЭП, которые учитывают влияние несинусоидальности формы токов и неравномерности изменения текущих значений АМ и РМ для всех УЭС и электропотребителей:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathcal{E} &= \Delta \mathcal{E}^a + \Delta \mathcal{E}^p, \\ \Delta \mathcal{E}^a &= \Delta \mathcal{E}^{an} + \Delta \mathcal{E}^{ar}, \\ \Delta \mathcal{E}^{an} &= \sum_{j=1}^J k_{ej} k_{nj}^{an} D_{nj}^{an} \Delta W P_{nj}^n, \\ \Delta \mathcal{E}^{ar} &= K_r^a \sum_{j=1}^J k_{ej} k_{nj}^{ar} D_{nj}^{ar} \Delta W P_{nj}^r, \\ \Delta \mathcal{E}^p &= \Delta \mathcal{E}^{pn} + \Delta \mathcal{E}^{pr}, \\ \Delta \mathcal{E}^{pn} &= \sum_{j=1}^J k_{ej} k_{nj}^{pn} D_{nj}^{pn} \Delta W Q_{nj}^n, \\ \Delta \mathcal{E}^{pr} &= K_r^p \sum_{j=1}^J k_{ej} k_{nj}^{pr} D_{nj}^{pr} \Delta W Q_{nj}^r \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

где $\Delta\mathcal{E}^a$ и $\Delta\mathcal{E}^p$ – составляющие ПАЭ в ЭС, вызванные соответственно АМ и РМ отдельного n -го ЭП; $\Delta\mathcal{E}^{an}$ и $\Delta\mathcal{E}^{ar}$ – составляющие ПАЭ в ЭС, вызванные соответственно потребляемой и генерируемой АМ n -го ЭП; $\Delta\mathcal{E}^{pn}$ и $\Delta\mathcal{E}^{pr}$ – составляющие ПАЭ в ЭС, вызванные соответственно потребляемой и генерируемой РМ n -го ЭП; J – количество ИДАСП счетчиков активной и реактивной э/э за расчетный период времени; k_{bj} – коэффициент вытеснения тока для n -го ЭП и j -го интервала; D_{nj}^{an} и D_{nj}^{ar} – результирующие значения ЭЭАМ для n -го ЭП j -го интервала соответственно по потребляемой и генерируемой АМ; K_r^a и K_r^p – нормативные коэффициенты увеличения потерь в энергосистеме от генерации соответственно АМ и РМ электропотребителя ($K_r^p=3$); D_{nj}^{pn} и D_{nj}^{pr} – результирующие значения ЭЭРМ для n -го ЭП и j -го интервала соответственно по потребляемой и генерируемой РМ; k_{nj}^{an} и k_{nj}^{ar} – коэффициенты неравномерности по потребляемой и генерируемой АМ для n -го ЭП и j -го интервала; k_{nj}^{pn} и k_{nj}^{pr} – коэффициенты неравномерности по потребляемой и генерируемой РМ для n -го ЭП и j -го интервала; ΔWP_{nj}^n , ΔWP_{nj}^r и ΔWQ_{nj}^n , ΔWQ_{nj}^r – изменения показаний счетчиков n -го ЭП соответственно по активной и реактивной э/э за j -ый интервал (при потреблении – положительны, при генерации – отрицательны [3, 4]).

При этом результирующее значение ЭЭАМ для n -го ЭП и j -го интервала определяются согласно [3] и с учетом (10), (19) в виде:

$$D_{nj}^{an} = \sum_{m=1}^M \sum_{s=1}^S \xi_{(s)mj}^{an} \eta_{(s)j}^{an} \lambda_{mj}^{an} d_{m0}^{an},$$

$$D_{nj}^{ar} = \sum_{m=1}^M \sum_{s=1}^S \xi_{(s)mj}^{ar} \eta_{(s)j}^{ar} \lambda_{mj}^{ar} d_{m0}^{ar},$$

$$\xi_{(s)mj}^{an} = k_{bkj} k_{nkj}^{an} \Delta WP_{kj}^n \left/ \left[\sum_{n=1}^N k_{bnj} k_{nnj}^{an} \Delta WP_{nj}^n - \sum_{k=1}^K k_{bkj} k_{nkj}^{ar} \Delta WP_k^r \right] \right\},$$

$$\xi_{(s)mj}^{ar} = k_{bkj} k_{nkj}^{ar} \Delta WP_{kj}^r \left/ \left[\sum_{n=1}^N k_{bnj} k_{nnj}^{ar} \Delta WP_{nj}^r - \sum_{k=1}^K k_{bkj} k_{nkj}^{an} \Delta WP_k^n \right] \right\},$$

$$\eta_{(s)j}^{an} = \sum_1^G \left\{ \prod_{s=s_G}^{s_{(G+1)}+1} \eta_{[(s+1)j-(s)j]}^{an} \right\},$$

$$\eta_{(s)j}^{ar} = \sum_1^G \left\{ \prod_{s=s_G}^{s_{(G+1)}+1} \eta_{[(s+1)j-(s)j]}^{ar} \right\},$$

$$\eta_{[(s+1)j-(s)j]}^{an} = \sum_k^K k_{bkj} k_{nkj}^{an} \Delta WP_{kj}^n \left/ \left[\sum_{n=1}^N k_{bnj} \times \right. \right.$$

$$\left. \times k_{nnj}^{an} \Delta WP_{nj}^n - \sum_{k=1}^K k_{bkj} k_{nkj}^{ar} \Delta WP_k^r \right],$$

$$\eta_{[(s+1)j-(s)j]}^{ar} = \sum_k^K k_{bkj} k_{nkj}^{ar} \Delta WP_{kj}^r \left/ \left[\sum_{n=1}^N k_{bnj} \times \right. \right.$$

$$\left. \times k_{nnj}^{ar} \Delta WP_{nj}^r - \sum_{k=1}^K k_{bkj} k_{nkj}^{an} \Delta WP_k^n \right],$$

$$\lambda_{mj}^{an} = \left| \frac{k_{vmj} k_{umj}^{an} \Delta WP_{mj}^n}{P_{m0} T} \right|, \quad \lambda_{mj}^{ar} = \left| \frac{k_{vmj} k_{umj}^{ar} \Delta WP_{mj}^r}{P_{m0} T} \right|$$

где M и S – общее количество соответственно участков и узлов в энергосистеме; $\xi_{(s)mj}^{an}$ и $\xi_{(s)mj}^{ar}$ – коэффициенты распределения для m -го УЭС (подключенного к s -ому узлу) и j -го интервала соответственно по потребляемой и генерируемой АМ; $\eta_{(s)j}^{an}$ и $\eta_{(s)j}^{ar}$ – передаточные коэффициенты соответственно по потребляемой и генерируемой АМ между s -ым узлом и 1-ым узлом (от которого получает питание n -ый ЭП) для j -го интервала; $\eta_{[(s+1)j-(s)j]}^{an}$ и $\eta_{[(s+1)j-(s)j]}^{ar}$ – передаточные коэффициенты соответственно по потребляемой и генерируемой АМ между $(s+1)$ -ым и (s) -ым узлом для j -го интервала; λ_{mj}^{an} и λ_{mj}^{ar} – коэффициенты загрузки m -го УЭС для j -го интервала соответственно по потребляемой и генерируемой АМ; d_{m0}^a – нормированное значение ЭЭАМ, определяющееся для m -го УЭС по результатам контрольных измерений потребляемой АМ P_{m0} ; k_{bkj} , k_{nkj}^{an} и k_{nkj}^{ar} – коэффициенты вытеснения тока и неравномерности соответственно по потребляемой и генерируемой АМ для k -ого подходящего УЭС к s -ому узлу и j -го интервала; k_{bnj} , k_{nnj}^{an} и k_{nnj}^{ar} – коэффициенты вытеснения тока и неравномерности соответственно по потребляемой и генерируемой АМ для n -ого отходящего УЭС от s -ого узла; ΔWP_k^n и ΔWP_k^r , ΔWP_{nj}^n и ΔWP_{nj}^r – изменения показаний счетчика ак-

тивной э/э за j -ый интервал для s -ого узла и k -ого подходящего и n -го отходящего УЭС соответственно по потребляемой и генерируемой АМ; G – количество параллельно соединенных частей (фрагментов) энергосистемы.

Из аналогичных (27) зависимостей определяются результирующие значения D_{nj}^{pn} и D_{nj}^{pr} ЭЭРМ для n -го ЭП по потребляемой и генерируемой РМ для j -го временного интервала.

Выводы. 1. В энергосистемах, в участках которых выполняются требования ГОСТ 131109–97 [7] к качеству напряжения, можно считать (с погрешностью менее, чем 0,5 %) значения коэффициентов k_b вытеснения тока для всех УЭС равными единице (то есть, – вообще не принимать во внимание эффект вытеснения высших гармонических составляющих тока).

2. Для уточненного расчета ПАЭ в ЭС нет необходимости в дополнительном сокращении длительности (в настоящее время равной 30 мин.) существующего интервала дискретности автоматизированного съема показаний счетчиков э/э, если указанные счетчики активной и реактивной э/э оснастить вычислителем коэффициента неравномерности k_n . Существующий уровень развития вычислительной и микропроцессорной техники позволяет технически реализовать такие электронные счетчики при незначительном увеличении их сложности и стоимости.

3. Учет при расчете потерь в ЭС влияния несинусоидальности токов электропотребителей и неравномерности потребляемых активных и реактивных мощностей будет стимулировать у ЭП проведение технических

мероприятий по уменьшению искажения (от синусоидальной) формы потребляемых токов и стабилизации равномерности потребления текущей мощности из сети.

Перечень ссылок

1. Методика обчислення плати за перетікання реактивної електроенергії між електропередавальною організацією та її споживачами // Офіційний вісник України. – 2002. – №6.
2. Волков А. В., Мирошниченко О. Г. Анализ потерь в энергосистеме, вызванных реактивной мощностью электропотребителя // Электротехника и электроэнергетика. – 2004. - №2 – С. 68–71.
3. Волков А. В., Мирошниченко О. Г. Расчет потерь в энергосистеме, вызванных реактивной мощностью отдельного электропотребителя // Техн. електродинаміка. – 2005. – №5 – С. 62–69.
4. Волков А. В., Мирошниченко О. Г. Математическая модель потерь электроэнергии в энергосистеме при транспортировке электроэнергии отдельного электропотребителя. // Техн. електродинаміка. Тем. вип: Проблеми сучасної електроенергетики. – 2006. – Ч. 3 – С. 29–35.
5. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники. – Изд. 2-е, испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1974. – 832 с.
7. ГОСТ 13109-97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Госстандарт, 1998.

Поступила в редакцию 17.05.07 г.

Виконана кількісна оцінка та запропоновані розрахункові залежності для втрат в енергосистемі, які викликані впливом несинусоїдальної форми струмів та нерівномірності поточної потужності окремого електроспоживача.

Quantitative assessment and calculated dependences for power waste in power system, that are caused by non-sinusoidal current form and instantaneous capacity irregularity of separate electric power consumer were offered.

АВТОРИ НОМЕРУ

Андриенко П. Д.

доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Антонов Н. Л.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Бояринцева Е. В.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Волков А. В.

доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Варинская Л. А.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Гуревич В. И.

кандидат технических наук, Центральная Лаборатория Электрической компании Израиля

Дворак В. Н.

ассистент, Керченский государственный морской технологический университет

Дзензерский В. А.

доктор технических наук, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Житник Н. Е.

научный сотрудник, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Канов Л. Н.

кандидат технических наук, Севастопольский национальный технический университет

Карпуков Л. М.

доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Каплиенко А. О.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Корольков Р. Ю.

ассистент, Запорожский национальный технический университет

Костюков В. В.

старший преподаватель, Севастопольский национальный технический университет

Литвиненко Т. Н.

аспирант, Запорожская государственная инженерная академия

Лохматов А. Г.

заведующий лабораториями, Запорожский национальный технический университет

Мирошниченко О. Г.,

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Назарова Е. С.

магистр, Запорожский национальный технический университет

Немудрый И. Ю.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Осовский Д. И.

кандидат технических наук, Керченский государственный морской технологический университет

Пирожок А. В.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Плаксин С. В.

кандидат физико-математических наук, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Погорелая Л. М.

младший научный сотрудник, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Попов С. А.

аспирант, Запорожская государственная инженерная академия

Рыбин В. О.

старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

Савельев Д. А.

магистр, Запорожский национальный технический университет

Семенов В. В.

кандидат технических наук, Запорожская государственная инженерная академия

Соколовский И. И.

кандидат физико-математических наук, Институт транспортных систем и технологий НАН Украины «Трансмаг»

Стрункин Г. Н.

аспирант, Запорожская государственная инженерная академия

Супрун Ю. А.

электромонтер по ремонту систем автоматического управления цеха холодной прокатки №1 ОАО «Запорожсталь»

Тиховод С. М.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Шило С. И.,

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Фарафонов А. Ю.

старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет

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, електромігнітна 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.

4. Рекламна інформація про електротехнічні виробы, 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 (210x297);
- 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, подати окремі файли з ними. Мінімальний розмір фотографій 6x5 см.

ВИКОНАННЯ ІЛЮСТРАЦІЙ РЕДАКТОРОМ MICROSOFT WORD (А ТАКОЖ ІНШИМИ РЕДАКТОРАМИ), 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:

$$Z(\Theta) = 10 \log \left(\frac{\bar{y}^2}{s^2} \right) \quad (3)$$

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 по батькові (повністю), місто роботи, посаду, вчений ступінь, адресу, номери телефонів, e-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 – архіватором) файлів. Файл статті називати прізвищем автора, латинськими літерами.

Гонорар авторам не сплачується, рукописи, дискекти, коректура та відбитки статей авторам не надсилаються. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію та скорочення тексту статті без повідомлення авторів.

СТАТТІ, ЯКІ НЕ ЗАДОВОЛЬНЯЮТЬ ВКАЗАНИМ ВИМОГАМ, НЕ РОЗГЛЯДАЮТЬСЯ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу.

Тел.: (061) 7-698-296 – редакційно-видавничий відділ.

E-mail: rw@zntu.edu.ua

Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика №1/2007

науковий журнал

Головний редактор д.т.н., професор
Заст. гол. редактора к.т.н., доцент

Волков О. В.
Байша О. І.

Оригінал - макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка
Редактор англійських текстів

Зуб С. В.
Войтенко С. В.

Підписано до друку 05.06.2006. формат 60×84/8, 11,5 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 971
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