Запорізький національний технічний університет

ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ **2′2010**

(липень)

Виходить двічі на рік
(січень, липень)

Видається з травня 1999 року.

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

Засновник і видавник: Запорізький національний технічний університет

Запоріжжя, ЗНТУ
2010

ISSN 1607–6761

Постановою президії ВАК України №1-05/1 від 10.02.2010 р. журнал «Електротехніка та електроенергетика» (скорочена назва – E&E), який видається з 1999 року, включений до переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук.

Інтернет-сторінка журналу: http://journal.zntu.edu.ua/et/index.php?page=index .

Статті, що публікуються в журналі, реферуються в базах даних та РЖ ВІНІТІ (Росія) і «Джерело» (Україна). Журнал E&E міститься у міжнародній базі наукових видань Index Copernicus (http://journals.indexcopernicus.com/index.php), електронна копія журналу розміщена на сайті Національної бібліотеки України імені В. І. Вернадського НАН України у розділі «Наукова періодика України» за адресою: http://nbuv.gov.ua/portal/ .

Журнал розповсюджується за Каталогом періодичних видань України (передплатний індекс – 22913).

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., Потапенко Є. М.
Заст. гол. редактора к.т.н., Байша О. І.

Члени редколегії:

Андрієнко П. Д.	д.т.н.	Півняк Г. Г.	д.т.н.,академік НАНУ
Биковський О. Г.	д.т.н.	Піза Д. М.	д.т.н.
Зіновкін В. В.	д.т.н.	Пуйло Г. В.	д.т.н.
Кириленко О. В.	д.т.н., академік НАНУ	Труфанов І. Д.	д.т.н.
Клєпіков В. Б.	д.т.н.	Чумаченко В. П.	д.ф.-м.н.
Метельський В. П.	к.т.н.	Яримбаш С. Т.	к.т.н.
Онуфрієнко В. М	д.ф.-м.н.		

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 9 від 26.04.2010 року.

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

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64.
Тел.: (061) 7–698–296, факс: (061) 764–21–41.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

© Запорізький національний технічний університет, 2010

ЗМІСТ

I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

К. Г. Коноплев, Н. Н. Олейниченко
НОВЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА ВЫСШИХ ГАРМОНИК ПРИ ИМПУЛЬСНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ 4

Л. Н. Канов
БЕЗЫТЕРАЦИОННЫЙ РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ С НЕЛИНЕЙНЫМИ РЕАКТИВНОСТЯМИ 7

А. Н. Рассальский, А. А. Сахно, С. П. Конограй, А. В. Козлов
МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ТОКА КОМПЛЕКСНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ОСНОВНОЙ ИЗОЛЯЦИИ ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ АППАРАТУРЫ ПРИ ДИАГНОСТИКЕ ПОД РАБОЧИМ НАПРЯЖЕНИЕМ 12

А. А. Колесников, А. Г. Лохматов
ПРОГНОЗУЮЧЕ РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНЕ РЕГУЛЮВАННЯ СТАТОРНОГО СТРУМУ В АСИНХРОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ З МАТРИЧНИМ БЕЗПОСЕРЕДНІМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ 17

Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова, А. Е. Казурова, С. Г. Деев
ЛИНЕЙНАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ 25

С. Т. Ярымбаш, И. М. Килимник, Д. С. Ярымбаш
ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ПЕЧНОЙ ПЕТЛИ ПЕЧИ ГРАФИТАЦИИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА 36

А. А. Шавёлкин
ГИБРИДНЫЙ МНОГОУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ ЧЕТЫРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ 43

В. С. Остренко
ВИЗНАЧЕННЯ ДОДАТКУ ДО ЗНАЧЕННЯ ТЕПЛОВОГО ОПОРУ СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ 49

А. В. Єршов, Г. І. Камель, І. М. Коцур
ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ХАОТИЧНОГО СТРУМУ ЕЛЕКТРОНІВ НА ПАРАМЕТРИ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ У ПРИАНОДНІЙ ЗОНІ РОЗРЯДУ 53

Э. М. Кулинич, В. В. Зиновкин, С. Е. Шаповалов
МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ ПРИГОТОВЛЕНИЯ ГАЗОБЕТОНА 56

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

А. М. Олейников, Л. Н. Канов, Ю. В. Матвеев, Е. И. Зарицкая
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АВТОНОМНОЙ БЕЗРЕДУКТОРНОЙ ВЕТРОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ НА ГЕНЕРАТОРЕ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ 62

В. П. Метельский, В. А. Волков
ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ СНИЖЕНИЯ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ В ТРЕХФАЗНЫХ СЕТЯХ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ СИММЕТРИРОВАНИИ СЕТЕВЫХ ФАЗНЫХ ТОКОВ СИЛОВЫМ АКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ 68

Ю. Г. Качан, В. Л. Коваленко
ЩОДО ВПЛИВУ ДИНАМІКИ ВТОРИННИХ ВОДОСТОКІВ ПРОМИСЛОВИХ ПІДПРИЄМСТВ НА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ЗГЕНЕРОВАНОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ 73

I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.313.322

К. Г. Коноплев д-р техн. наук, Н. Н. Олейниченко

Севастопольский национальный технический университет

НОВЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА ВЫСШИХ ГАРМОНИК ПРИ ИМПУЛЬСНОМ РЕГУЛИРОВАНИИ СИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Получены аналитические выражения фазного напряжения генераторов и коэффициентов несинусоидальности в зависимости от формы импульсов напряжения возбуждения и высших гармоник.

Ключевые слова: *синхронный генератор, импульсное регулирование возбуждения, высшие гармоники напряжения.*

В настоящее время в автономных электроэнергетических системах и на большей части судов и кораблях применяются синхронные генераторы (СГ) с системами импульсного регулирования [1]. Данный способ регулирования имеет много достоинств:

1) в 100 раз меньше вес и габариты регулятора (1,5–2,0 кг);

2) высокое быстродействие (1,2 периода);

3) высокая точность поддержания напряжения и т. д.

Однако в теории импульсного регулирования СГ важное место занимает проблема влияния различных форм импульсов на качество электроэнергии, которая до настоящего времени недостаточно изучена. Формы импульсов напряжения возбуждения СГ определяются схемами регуляторов, и они могут иметь самые различные формы: синусоидальную, треугольную, прямоугольную и др. Перечень всех форм импульсов приведен в [2]. В [2] приведено разложение всех форм импульсов в гармонический ряд, которым можно воспользоваться при определении уравнений напряжения возбуждения импульсов с различной частотой импульсов. Поэтому целесообразно распространить новый метод определения фазного напряжения СГ на то, как формы импульсов при импульсном регулировании СГ влияют на фазное напряжение и убедиться в универсальности нового метода при появлении многих особенностей высших гармоник. Новый метод основан на классическом методе изображающего вектора [3], в котором мгновенное значение фазного напряжения равно

$$u_{\phi} = U_d \cos \omega t - U_q \sin \omega t. \qquad (1)$$

Таким образом, необходимо определить $U_{dk}(t)$ и $U_{qk}(t)$ от каждой гармоники. При определении фазного напряжения от каждой гармоники необходимо учитывать, что каждая гармоника имеет свои параметры: частоту, напряжение и сопротивление, пропорциональное частоте гармоники. Поэтому величина тока любой гармоники определяется системой уравнений, которая имеет следующий вид:

$$U_f(p) = \left[p\Psi_f(p) - p\Psi_f(0) + X_f i_f(p)\right](k\alpha);$$

$$\Psi_d(p) = \left[X_{af} i_f(p) - X_d i_d(p)\right] (k\alpha);$$

$$\Psi_f(p) = \left[X_f i_f(p) - X_{fa} i_d(p)\right] (k\alpha), \qquad (2)$$

где k – порядок гармоники; α – частота импульсов напряжения возбуждения.

Обозначение всех параметров приведено в [3, 5, 6].

Решение этой системы уравнений приведено в [4, 5] и в зависимости от начальных условий может иметь, например, в режиме холостого хода, следующий вид:

$$i_{dok}(p) = \frac{\frac{1}{k} U_{f_{01}} (x_q + x_н)(ka)}{[(r + r_н)^2 + (x'_d + x_н)(x_q + x_н)](ka)^2} \times \times \frac{(p + \frac{1}{T_{d_0}})}{(p + \frac{1}{T'_d})}. \qquad (3)$$

Тогда составляющие $U_{dok}(p)$ и $U_{qok}(p)$ определяются выражениями [5]

$$U_{dok}(p) = \frac{[r_н(x_q + x_н) - x_н(r + r_н)]U_{fok}(ka)^2}{[(r + r_н)^2 + (x'_d + x_н)(x_q + x_н)](ka)^2} \times \times \frac{(p + \frac{1}{T_{d_0}})}{(p + \frac{1}{T'_d})}; \qquad (4)$$

© К. Г. Коноплев, Н. Н. Олейниченко 2010 р.

$$U_{qok}(p)=\frac{[r_н(r+r_н)+x_н(x_q+x_н)]U_{fok}}{[(r+r_н)^2+(x'_d+x_н)(x_q+x_н)]}\times$$
$$\times\frac{(p+\frac{1}{T_{d_0}})}{(p+\frac{1}{T'_d})}. \quad (5)$$

Следует отметить, что, как в первой основной гармонике, так и в любой другой высшей гармонике существуют три составляющие напряжения возбуждения, которые создают соответствующие продольные и поперечные составляющие напряжения генератора, т. е. методика, опубликованная в [3, 5, 6], является общей и для определения фазного напряжения от любой гармоники. Это следующие три составляющие:

– постоянные составляющие напряжения возбуждения от системы холостого хода в каждой гармонике – U_{fok};

– постоянные составляющие напряжения возбуждения от системы регулирования – U_{fk};

– гармонические составляющие напряжения возбуждения от системы регулирования – ΔU_{fk}.

Выше были приведены составляющие $U_{dok}(p)$ и $U_{qok}(p)$ от системы холостого хода. Аналогичные решения получаются от постоянных и гармонических составляющих от системы регулирования, но с другими начальными условиями. Таким образом, каждая гармоника определяется своими системами уравнений. Однако, несмотря на большие различия каждой гармоники, операторные уравнения для продольных и поперечных составляющих напряжения генераторов имеют одинаковую форму записи. Это объясняется тем, что условные постоянные и гармонические составляющие напряжений возбуждения имеют постоянные и одинаковые выражения для любой гармоники.

Действительно, при прямоугольных импульсах с $T=2\tau$ условные постоянные и гармонические напряжения возбуждения для каждой гармоники соответственно равны, в зависимости от системы регулирования,

$$U''_{f_1}=\frac{U_{f_1}}{U_{fo1}T_{d_0}}=\text{const}; \quad (6)$$

$$U''_{f_3}=\frac{U_{f_3}}{U_{fo3}T_{d_0}}=\frac{0{,}33U_{f_1}}{0{,}33U_{fo1}T_{d_0}}=\frac{U_{f_1}}{U_{fo1}T_{d_0}};$$

$$U''_{fk}=\frac{U_{fk}}{U_{fok}T_{d0}}=\frac{\frac{1}{k}U_{f1}}{\frac{1}{k}U_{fo1}T_{d0}}=\frac{U_{f1}}{U_{fo1}T_{d0}}$$

или амплитуды условных гармонических составляющих напряжений возбуждения

$$\Delta U'_{f_1}=\frac{1{,}27\Delta U_{f_1}}{U_{fo1}T_{d_0}}=\text{const}; \quad (7)$$

$$\Delta U'_{f_k}=\frac{1{,}27\Delta U_{f_k}}{U_{fok}T_{d_0}}=\frac{1{,}27\frac{1}{k}\Delta U_{f_1}}{\frac{1}{k}U_{fo1}T_{d_0}}.$$

При прямоугольных импульсах с $T>>2\tau$

$$U''_{f_1}=\frac{U_{f_1}\rho}{U_{fo1}\rho T_{d_0}}=\frac{U_{f_1}}{U_{fo1}T_{d_0}}=\text{const}; \quad (8)$$

$$U''_{f_3}=\frac{U_{f_3}\rho}{U_{fo3}\rho T_{d_0}}=\frac{0{,}33U_{f_1}\rho}{0{,}33U_{fo3}\rho T_{d_0}}=\frac{U_{f_1}}{U_{fo1}T_{d_0}};$$

или амплитуда условной гармонической составляющей

$$\Delta U'_{f_1}=\frac{1{,}27\Delta U_{f_1}\rho}{\rho U_{fo1}T_{d_0}}=\frac{1{,}27\Delta U_{f_1}}{U_{fo1}T_{d_0}}=const,\ \rho=\frac{\tau}{T}; \quad (9)$$

$$\Delta U'_{f_3}=\frac{1{,}27\Delta U_{f_3}\rho}{\rho U_{fo3}T_{d_0}}=\frac{1{,}27\cdot 0{,}33\Delta U_{f_1}\rho}{0{,}33U_{fo1}\rho T_{d_0}}=\frac{1{,}27\Delta U_н}{U_{fo1}T_{d_0}}.$$

В результате операторные выражения для любой гармоники имеют одинаковую форму записи и одинаковые оригиналы

$$E(p)=\left[\frac{(p+\alpha)}{p+b}+\frac{U_{f1}}{p+b}\pm\frac{1{,}27\Delta U'_{f1}p^2}{(p+b)[p^2+(k\alpha)^2]}\right], \quad (10)$$

где $\alpha=\frac{1}{T_{d_0}}$; $b=\frac{1}{T'_d}$; знак «+» для гармоник 1, 5, 9 и т. д.; знак «–» для гармоник 3, 7, 11 и т. д.

Здесь первое слагаемое учитывает влияние постоянной составляющей напряжения возбуждения от системы холостого хода; второе слагаемое учитывает влияние постоянной составляющей от системы регулирования; третье слагаемое учитывает влияние гармонической составляющей системы регулирования. Оригиналы $E(t)$ приведены в [3, 5].

Тогда продольные и поперечные составляющие напряжения генератора от каждой гармоники определяются выражениями [3, 5]

$$U_{dk}(p)=(A_k+C_kp)E(p); \quad (11)$$

$$U_{qk}(p)=(B_k+D_kp)E(p), \quad (12)$$

где

$$A_k=\frac{[r_н(x_q+x_н)-x_н(r+r_н)]U_{fok}}{[(r+r_н)^2+(x'_d+x_н)(x_q+x_н)]};$$

$$B_k = \frac{[r_н(r+r_н)+x_н(x_q+x_н)]U_{fok}}{[(r+r_н)^2+(x'_d+x_н)(x_q+x_н)]};$$

$$D_k = \frac{[(r+r_н)(x_q+x_н)]U_{fok}}{[(r+r_н)^2+(x'_d+x_н)(x_q+x_н)]};$$

$$C_k = \frac{[(x_d+x_н)(x_q+x_н)]U_{fok}}{[(r+r_н)^2+(x'_d+x_н)(x_q+x_н)]}.$$

Обозначения параметров приведены в [3, 5, 6] и в приложении.

Фазное напряжение каждой гармоники

$$u_{фk} = U_{dk}\cos\omega t - U_{qk}\sin\omega t, \qquad (13)$$

где $\omega = 2\pi f_1$; $f_1 = 50$ Гц – частота сети.

Суммарное фазное напряжение генератора равно сумме всех фазных напряжений от каждой гармоники, а именно,

$$u_{фΣ} = u_{ф1} + u_{ф3} + u_{ф5} + u_{ф7} + ... + u_{фk} .... \qquad (14)$$

При суммировании фазных напряжений следует учитывать следующее: во-первых, фазные напряжения гармоник и коэффициенты A_k, B_k, C_k, D_k, прямо пропорциональны своим напряжениям, U_{fok}. Во-вторых, суммарное постоянное напряжение возбуждения от всех гармоник, согласно определению, не должно превышать средней постоянной величины напряжения возбуждения согласно формулам разложения в гармонический ряд.

В результате для каждой формы импульса суммарное фазное напряжение СГ определяется следующими выражениями. При синусоидальной форме импульса подробный вывод приведен в [3, 5].

$$u_ф = \left[(\frac{T'_d}{T_{d_0}} + U''_f T'_d)A - W_i C\Delta U'_f \sin(\alpha t)\right]\cos\omega t - \left[(\frac{T'_d}{T_{d_0}} + U''_f T'_d)B - W_i D\Delta U'_f \sin(\alpha t)\right]\sin\omega t. \qquad (15)$$

При прямоугольных импульсах и $T = 2\tau$

$$u_{фΣ} = \left[(\frac{T'_d}{T_{d_0}} + U''_{f_1} T'_d)A_1 - 0{,}927 W_i C_1 \Delta U'_{f_1} \times \sum_{k=1,3,5,7}\sin(k\alpha)t\right]\cos\omega t - \left[(\frac{T'd}{T_{d_0}} + U''f_1 T'd)B_1 - 0{,}927\cdot W_i D_1 \Delta U'_{f_1}\sum_{k=1,3,5,7}\sin(k\alpha)t\right]\sin\omega t. \qquad (16)$$

$$U''_{f1} = \frac{1{,}41 - \frac{T'_d}{T_{d0}}B}{T'_d B}.$$

При прямоугольных импульсах и $T >> 2\tau$

$$u_{фΣ} = \left[(\frac{T'd}{T_{d_0}} + U''f_1 T'd)\rho A_1 - 0{,}927 W_i C_1 \Delta U'f_1 \times \sum_{k=1,3,5,7}\sin(k\rho\pi)\sin(k\alpha)t\right]\cos\omega t - \left[(\frac{T'd}{T_{d_0}} + U''f_1 T'd)\rho B_1 - 0{,}927\cdot W_i D_1 \Delta U'_{f_1}\sum_{k=1,3,5,7}\sin(k\rho\pi)\sin(k\alpha)t\right]\sin\omega t; \qquad (17)$$

$$U''f_1 = \Delta U'f_1;\ U''_{f1} = \frac{1{,}41 - \frac{T'_d}{T_{d0}}B_1\rho}{T'_d B\rho}.$$

Таким образом, предложенный новый метод определения фазного напряжения позволил для каждой формы импульсов получить аналитические выражения для определения формы фазного напряжения СГ, выявить возникновение высших гармоник и их влияние на форму фазного напряжения и определить коэффициенты несинусоидальности при любой форме импульса, т. е. определить качество электроэнергии при импульсном регулировании СГ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров Ю. П. Использование «принципа максимума» для нахождения оптимального закона регулирования синхронных машин / Ю. П. Петров. – М. : Электричество, 1964. – № 10. – С. 45–48.
2. Основы теории цепей / [Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Стахов]. – М. : Энергия, 1975. – 436 с.
3. Коноплев К. Г. Изменение фазного напряжения при импульсном регулировании синхронного генератора в автономных электрических системах / К. Г. Коноплев // Техническая электродинамика. – 2006. – № 1. – С. 68–71.
4. Коноплев К. Г. Определение синхронного генератора с различными системами регулирования при включении нагрузки / К. Г. Коноплев // Техническая электродинамика. – 1998. – № 5. – С. 78–85.
5. Коноплев К. Г. Повышение качества электроэнергии в автономных электрических системах при импульсном регулировании / К. Г. Коноплев. – Севастополь : СВМИ им. П. С. Нахимова, 2006. – 200 с.
6. Коноплев К. Г. Определение коэффициента несинусоидальности при импульсном регулировании синхронных генераторов / К. Г. Коноплев // Техническая электродинамика. – 2007. – № 6. – С. 46–51.

Стаття надійшла до редакції 23.10.2010 р.

Конопльов К. Г., Олейніченко Н.Н. Новий метод розрахунку вищих гармонік при імпульсному регулюванні синхронних генераторів.
Отримано аналітичні вирази фазної напруги генераторів і коефіцієнтів несинусоїдальності залежно від форми імпульсів напруги збуджень і вищих гармонік.
Ключові слова: *синхронний генератор, імпульсне регулювання збудження, вищі гармоніки напруги.*

Konoplyov K., Oleynichenko N. New method of higher harmonics calculation at pulse control of synchronous generators.
Analytical expressions are derived for generators phase voltage and unsinusoidality coefficients depending on the form of excitation voltage pulses and higher harmonics.
Key words: *synchronous generator, excitation pulse control, voltage higher harmonics.*

УДК 621.3

Л. Н. Канов канд. техн. наук

Севастопольский национальный технический университет

БЕЗЫТЕРАЦИОННЫЙ РАСЧЕТ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ С НЕЛИНЕЙНЫМИ РЕАКТИВНОСТЯМИ

Предлагается методика расчета динамических режимов электрических цепей, содержащих нелинейные индуктивности и емкости. Методика основана на явных методах интегрирования дифференциальных уравнений и требует на каждом шаге решения просчета линейной цепи, что сокращает время расчета по сравнению с обычно применяемыми итерационными методами. Методика иллюстрирована расчетом процесса включения трансформатора.

Ключевые слова: *безитерационный расчет, электрические цепи, динамический режим, нелинейная реактивность, явные методы интегрирования, включение трансформатора.*

Введение

Расчеты динамических режимов в нелинейных электромагнитных цепях применяются при проектировании и моделировании электротехнических систем. Для таких расчетов в сложных цепях с крутыми характеристиками нелинейных элементов используются зарубежные и отечественные программные продукты, такие как NAP, PSpise, MatLab Simulink, COLO [1] и др., решение в которых производится на основании неявных методов интегрирования дифференциальных уравнений. В этих методах вычисления на каждом шаге расчета сопровождаются итерационным процессом определения переменных, скорость сходимости которого зависит от начальных приближений и свойств цепи. Время расчета, поэтому может быть большим. Неудачный выбор начальных приближений приводит к отказу решения. Явные методы в таких расчетах имеют меньшую точность. В обычной ситуации отсутствия или невозможности получения нормальной формы дифференциальных уравнений на каждом шаге здесь также возникает необходимость итерационного расчета нелинейной цепи постоянного тока, как и при применении неявных методов.

Вместе с тем, существует круг задач, для решения которых применение явных методов оправдано. Эти задачи связаны с расчетом режимов в цепях, содержащих только реактивные из нелинейных элементов. К таким задачам относятся, например, расчеты переходных процессов в трансформаторах, реакторах [1, 2]. В этих условиях для нежестких задач явные методы мало уступают неявным, и в них отсутствуют отмеченные затруднения, характерные для неявных методов.

В жестких задачах подобного типа явные методы применяются совместно с неявными для получения начальных приближений итерационного процесса на каждом шаге. Кроме того, явные методы позволяют получать значения переменных на нескольких первых шагах расчета, без которых неявный многошаговый метод не может стартовать.

Отличительными особенностями применения явных методов к рассматриваемым задачам является возможность безытерационного расчета процесса на шаге, что сокращает время расчета, и отсутствие необходимости составления дифференциальных уравнений цепи. Эти особенности связаны с построением и последующим расчетом линейных схем постоянного тока, число

© Л. Н. Канов 2010 р.

которых определяется принятым явным методом интегрирования.

Целью статьи является обоснование применения явных методов для численного безытерационного расчета динамических режимов электромагнитных цепей, нелинейность которых обусловлена лишь реактивными элементами.

Материалы исследования

Покажем применение одношагового явного метода, основанного на разложении правой части уравнения $x' = f(x, t)$ в ряд Тэйлора [3]. Решение $x(t)$ в момент t_{n+1} имеет вид:

$$x(t_{n+1}) = x(t_n) + h\varphi(x_n, t_n, h), \qquad (1)$$

где $\varphi(x, t, h) = x'(t) + \frac{h}{2!}x''(t) + \frac{h^2}{3!}x'''(t) + \ldots$. Номер N последнего удерживаемого слагаемого в (1) определяет порядок метода и его точность $O(h^N)$. Затруднением в применении метода является необходимость вычисления производных от правой части $\varphi(x, t, h)$. В [4] предложен способ рекуррентного вычисления слагаемых, входящих в функцию φ, однако в условиях отсутствия нормальной формы уравнений цепи применение этого способа затруднено.

Покажем возможность применения метода ряда Тейлора к рассматриваемому кругу задач. Уравнение нелинейной индуктивности имеет вид:

$$Li' = u(i, t), \qquad (2)$$

где $L = L(i)$ – дифференциальная индуктивность. Необходимые производные $i', i'', i''', \ldots, i^{(N)}$ в выражении (1) получаем путем последовательного дифференцирования уравнения (2):

$$u' = L'i' + Li''; \qquad u'' = L''i' + 2L'i'' + Li''';$$

$$u''' = L'''i' + 3L''i'' + 3L'i''' + Li^{(IV)} \qquad (3)$$

и далее по аналогичной структуре с биномиальными коэффициентами. В выражениях (3)

$$L' = L_i i'; \quad L'' = L_{ii} \cdot (i')^2 + L_i i'';$$

$$L''' = L_{iii} \cdot (i')^3 + 3L_{ii} i' i'' + L_i i'''; \ldots, \qquad (3)$$

где $L_i = \frac{dL}{di}$; $L_{ii} = \frac{d^2L}{di^2}$; … вычисляются в соответствии с принятой аппроксимацией вебер – амперной характеристики. Аналогичные соотношения имеют место для нелинейной емкости с уравнением $Cu' = i$, где $C = C(u)$ – дифференциальная емкость.

Напряжения на индуктивностях u_L и токи емкостей i_C и их производные в момент t_n определяются путем последовательных расчетов исследуемой цепи, в которой индуктивности заменяются источниками тока, численно равными $i_L, i'_L, i''_L, \ldots$ а емкости – источниками ЭДС $u_C, u'_C, u''_C, \ldots$. В линейных индуктивностях и емкостях $L' = L'' = \ldots = 0$; $C' = C'' = \ldots = 0$. Источники тока и ЭДС заменяются постоянными источниками, равными своим значениям и производным соответствующего порядка в момент t_n.

Таким образом, для расчета процесса на шаге следует N раз рассчитать линейную схему постоянного тока, что снижает затраты времени по сравнению с итерационной процедурой и делает расчет независимым от выбора начальных приближений переменных. Алгоритмы автоматизированного расчета линейных схем постоянного тока реализуются простыми программными средствами. Приемлемая точность решения достигается при $N = 4...5$ [5]. Ввиду простой структуры уравнений (3), (4) N может быть увеличено.

Среди явных методов, в которых не требуется вычисления производных (3), (4), выделим метод Дормана-Принса [4], который предоставляет возможность управления шагом. В соответствии с этим методом для нелинейной индуктивности (2) на каждом шаге необходимо вычислить 7 коэффициентов: $k_1 = \frac{hu_L(i_{Ln}, t_n)}{L(i_{Ln})}$;

$k_2 = \frac{hu_L(i_{Ln1}, t_n + 0{,}2h)}{L(i_{Ln1})}$; $k_3 = \frac{hu_L(i_{Ln2}, t_n + 0{,}3h)}{L(i_{Ln2})}$;

$k_4 = \frac{hu_L(i_{Ln3}, t_n + 0{,}8h)}{L(i_{Ln3})}$; $k_5 = \frac{hu_L(i_{Ln4}, t_n + \frac{8}{9}h)}{L(i_{Ln4})}$;

$k_6 = \frac{hu_L(i_{Ln5}, t_n + h)}{L(i_{Ln5})}$; $k_7 = \frac{hu_L(i_{Ln6}, t_n + h)}{L(i_{Ln6})}$, где

$i_{Ln1} = i_{Ln} + 0{,}2k_1$; $i_{Ln2} = i_{Ln} + \frac{3k_1 + 9k_2}{40}$;

$i_{Ln3} = i_{Ln} + \frac{44k_1}{45} - \frac{56k_2}{15} + \frac{32k_3}{9}$; остальные значения приведены в приложении *А*. Окончательная величина тока i_L на шаге определяется значением i_{Ln7}, также приведенным в приложении. Величина i_{Ln6} служит для управления шагом. Аналогичные соотношения справедливы для нелинейных емкостей.

Для расчета напряжений на нелинейных индуктивностях и токов в нелинейных емкостях на каждом шаге необходимо последовательно рассчитывать 7 линейных

схем постоянного тока, в которых индуктивности заменяются источниками тока со значениями $i_{Ln}, i_{Ln1}, \ldots, i_{Ln6}$, а емкости – источниками ЭДС $u_{Cn}, u_{Cn1}, \ldots, u_{Cn6}$. Источники тока и ЭДС учитываются постоянными значениями в моменты: t_n; $t_n + 0{,}2h$; $t_n + 0{,}3h$; $t_n + 0{,}8h$; $t_n + \frac{8}{9}h$; t_{n+1}; t_{n+1}. Точность метода оценивается $O(h^5)$.

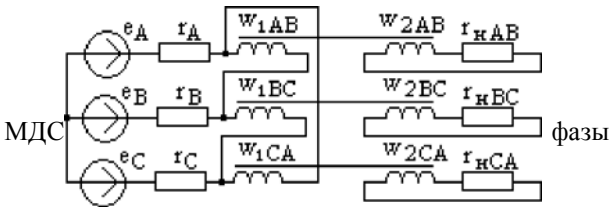
Расчет вспомогательных линейных схем постоянного тока можно использовать и при применении многошаговых методов. Применение к нелинейной индуктивности (2) полуявного метода прогноза – коррекции Адамса-Башфорта-Маултона с фиксированным шагом [6] для вычисления i_{n+1} дает выражение: $i_{L\,n+1} = i_n + \frac{h}{24}\left(\frac{9u_L(i_{L\,n+1}, t_{n+1})}{L(i_{L\,n+1})} + i_{nk}\right)$. В правой части этого выражения $i_{L\,n+1}$ предварительно оценивается $i_{L\,n+1} = i_n + \frac{h}{24}\left(\frac{55u_L(i_{L\,n}, t_n)}{L(i_{L\,n})} + i_{np}\right)$, где величины i_{nk}, i_{np} приведены в приложении *А*. Аналогичные соотношения выполняются для нелинейной емкости.

На каждом шаге для получения прогноза $i_{L\,n+1}, u_{C\,n+1}$ необходимо рассчитывать линейную схему, где индуктивности заменены источниками тока i_{Ln}, а емкости – источниками ЭДС u_{Cn}. Затем эта схема рассчитывается еще раз с источниками $i_{L\,n+1}, u_{C\,n+1}$ для получения окончательных значений $i_{L\,n+1}, u_{C\,n+1}$. В первый раз независимые источники тока и ЭДС учитываются в момент t_n, во второй – в момент t_{n+1}. Как показано в [4], точность метода определяется $O(h^{p+1})$, где $p \le k$; $k = 4$.

Аналогично для расчета динамических режимов в цепях с нелинейными реактивностями линейные схемы постоянного тока применяются при использовании других явных методов (Рунге-Кутты, Фехлберга) с сохранением присущим им условий сходимости и точности.

Пример расчета

Рассмотрим расчет процесса подключения трансформатора к источнику питания, рис. 1, где r_A, r_B, r_C – сопротивления линии; $r_{нAB}, r_{нBC}, r_{нCA}$ – сопротивления нагрузки. Магнитную систему трансформатора по фазам полагаем несвязанной; вебер-амперную характеристику фазы определим выражением $\Phi(F)$, где



МДС фазы $F = w_1 i_1 + w_2 i_2$; w_1, w_2 – число витков обмоток фазы; дифференциальные индуктивности $L_{\partial\phi 1} = w_1^2 \frac{\partial\Phi}{\partial F}$; $L_{\partial\phi 2} = w_2^2 \frac{\partial\Phi}{\partial F}$; коэффициент взаимной индукции $M_{\partial\phi} = w_1 w_2 \frac{\partial\Phi}{\partial F}$. Напряжение на первичной обмотке фазы имеет вид $u_1 = (L_{s1} + L_{\partial\phi 1})\frac{di_1}{dt} + M_{\partial\phi}\frac{di_2}{dt}$; на вторичной – $u_2 = (L_{s2} + L_{\partial\phi 2})\frac{di_2}{dt} + M_{\partial\phi}\frac{di_1}{dt}$, где L_{s1}, L_{s2} – индуктивности рассеяния.

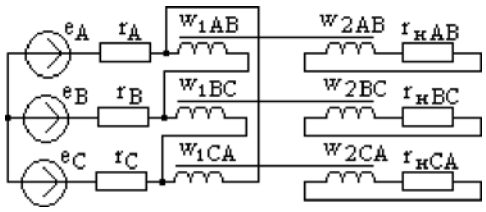


Рис. 1. Схема включения трехфазного трансформатора

Расчетная линейная схема постоянного тока изображена на рис. 2, на котором вместо индуктивностей помещены источники постоянного тока $J_{1\,AB}, J_{1\,BC}, J_{1\,CA}$, $J_{2\,AB}, J_{2\,BC}, J_{2\,CA}$; взаимные индуктивности учитываются управляемыми источниками: $e_{1\,AB} = M_{\partial\phi\,AB}\frac{di_{2\,AB}}{dt}$; $e_{2\,AB} = M_{\partial\phi\,AB}\frac{di_{1\,AB}}{dt}$ и далее по фазам с очевидной заменой индексов. Управляющие напряжения этих источников, равные производным токов, снимаются с источников тока: $u_{1\,AB} = (L_{s1} + L_{\partial\phi 1\,AB})\frac{di_{1\,AB}}{dt}$; $u_{2\,AB} = (L_{s2} + L_{\partial\phi 2\,AB})\frac{di_{2\,AB}}{dt}$ и т. д. В начальный момент времени все источники тока полагаются нулевыми, в соответствии с чем определяются индуктивности и коэффициенты взаимной индукции.

На рис. 3 изображены результаты расчета процесса включения трансформатора на трехфазное напряжение промышленной частоты при $E_м = 51$ В. Сопротивления линии приняты по 0,1 Ом; сопротивления

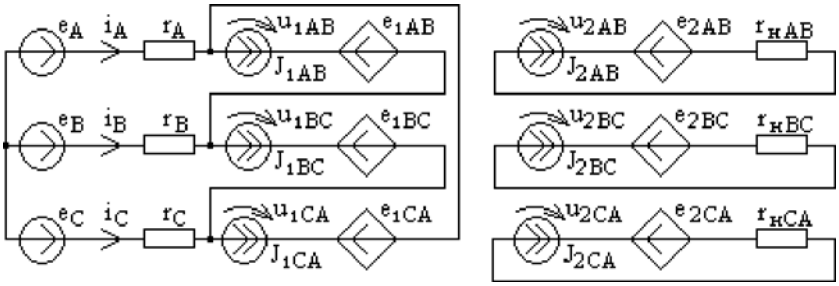


Рис. 2. Расчетная схема постоянного тока

нагрузок по 100 Ом; первичные обмотки имеют по 100 витков, вторичные – по 150 витков; индуктивности рассеяния первичных обмоток – по 30 мГн, вторичных – по 60 мГн. Вебер–амперная характеристика магнитной цепи фазы аппроксимирована зависимостью $\Phi(F) = a \cdot \mathrm{arctg}(bF) + cF$ при $a = 3 \cdot 10^{-4}$; $b = 0{,}2$; $c = 4 \cdot 10^{-7}$. Момент включения соответствует начальной фазе $0{,}05 \cdot \pi$ для источника e_A.

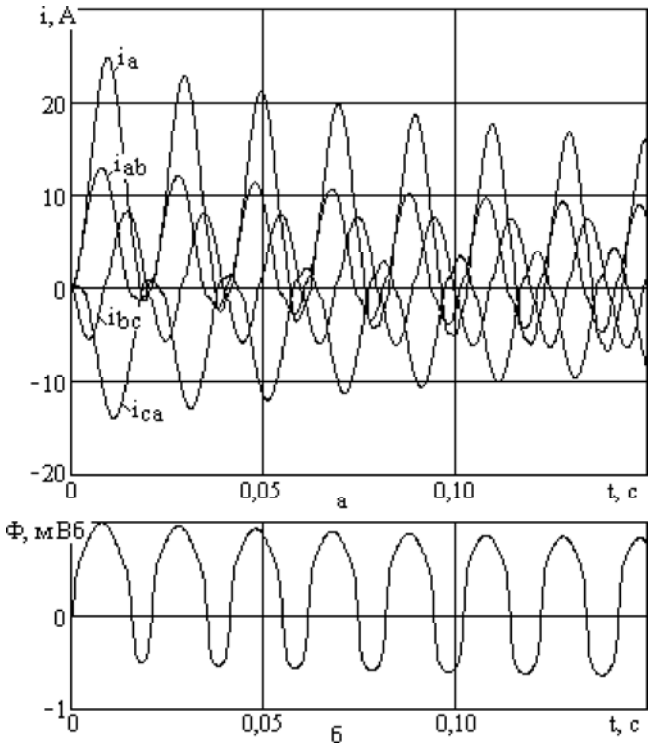


Рис. 3. Переходный процесс включения трансформатора

Рис. 3, *а* показывает искажения формы токов первичных обмоток; в фазе A наблюдается всплеск намагничивающего тока i_A. Форма магнитного потока фазы AB показана на рис. 3, *б*, на котором выделяются интервалы насыщения сердечника. Расчет рассматриваемого процесса для контроля также был выполнен в среде MathCad путем непосредственного интегрирования систем нелинейных дифференциальных уравнений для фазных токов обмоток. Результаты расчета показали соответствие вышеприведенным графикам процесса. Подготовка решения, предполагающая составление уравнений в нормальной форме, требует затрат времени, быстро нарастающих при усложнении схемы.

Вывод

Для моделирования динамических режимов в электромагнитных цепях с нелинейными реактивностями на основании явных методов интегрирования предложено применение ряда линейных схем постоянного тока на шаге процесса. Это позволило исключить итерационный процесс и сократить время расчетов с использованием простых программных средств, а также избавиться от необходимости составлять дифференциальные уравнения цепи в нормальной форме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тиховод С. М. Система компьютерного моделирования динамических процессов в нелинейных магнитоэлектрических цепях // Технічна електродинаміка. – 2008. – № 3. – С. 16–23.
2. Лучко А.Р. Имитационное моделирование электромагнитных процессов в магнитосвязанных электрических цепях / А. Р. Лучко, Т. В. Попова // Електротехніка та електроенергетика. – 2009. – № 1. – С. 16–22.
3. Современные численные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений ; [под ред. Дж. Холла, Дж. Уатта]. – М. : Мир, 1979. – 312 с.
4. Хайрер Э. Решение обыкновенных дифференциальных уравнений. Нежесткие задачи / Э. Хайрер, С. Нёрсетт, Г. Ваннер. – М. : Мир, 1990. – 512 с.
5. Чуа Л.О. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы / Л. О.Чуа, Пен-Мин Лин. – М. : Энергия, 1980. – 640 с.
6. Мэтьюз Д. Г. Численные методы. Использование MATLAB /Д. Г. Мэтьюз, К. Д. Финк. – М. : Издат. дом «Вильямс», 2006. – 720 с.

Приложение *А*

Вспомогательные величины для метода Дормана-Принса

$$i_{Ln4} = i_{Ln} + \frac{19372k_1}{6561} - \frac{25360k_2}{2187} + \frac{64448k_3}{6561} - \frac{212k_4}{729};$$

$$i_{Ln5} = i_{Ln} + \frac{9017k_1}{3168} - \frac{355k_2}{33} + \frac{46732k_3}{5247} + \frac{49k_4}{176} - \frac{5103k_5}{18656};$$

$$i_{Ln6} = i_{Ln} + \frac{35k_1}{384} + \frac{500k_3}{1113} + \frac{125k_4}{192} - \frac{2187k_5}{6784} + \frac{11k_6}{84};$$

$$i_{Ln7} = i_{Ln} + \frac{5179k_1}{57600} + \frac{7571k_3}{16695} + \frac{393k_4}{640} - \frac{92097k_5}{339200} + \frac{187k_6}{2100} + \frac{k_7}{40}.$$

Вспомогательные величины для метода Адамса-Башфорта-Маултона

$$i_{nk} = -\frac{5u_L(i_{L\,n-1}, t_{n-1})}{L(i_{L\,n-1})} + \frac{u_L(i_{L\,n-2}, t_{n-2})}{L(i_{L\,n-2})};$$

$$i_{np} = -\frac{59u_L(i_{L\,n-1}, t_{n-1})}{L(i_{L\,n-1})} + \frac{37u_L(i_{L\,n-2}, t_{n-2})}{L(i_{L\,n-2})} - \frac{9u_L(i_{L\,n-3}, t_{n-3})}{L(i_{L\,n-3})}.$$

Стаття надійшла до редакції 15.05.2010 р.
Після доробки 18.05.2010 р.

Канов Л. М. Безітераційний розрахунок динамічних процесів у електричних колах з нелінійними реактивностями

Пропонується методика розрахунку динамічних режимів електричних кіл, що містять нелінійні індуктивності і ємності. Методика заснована на явних методах інтегрування диференціальних рівнянь і вимагає на кожному кроці вирішення прорахунку лінійного ланцюга, що скорочує час розрахунку в порівнянні із зазвичай вживаними ітераційними методами. Методика ілюстрована розрахунком процесу включення трансформатора.

Ключові слова: *безітерационный розрахунок, електричні кіли, динамічний режим, нелінійна реактивність, явні методи інтеграції, включення трансформатора.*

Kanov L. Noniterative calculation of dynamic processes in electric circuits with nonlinear reactances

The procedure of calculating dynamic modes of electric circuits containing nonlinear inductances and capacitances is proposed. The procedure is based on the explicit methods of differential equations integration and requires calculating a linear circuit at every solving step, decreasing the computation time as compared to usual iterative methods. The method is illustrated by calculation of the transformer activation process.

Key words: *uniterationly calculation, electric circuits, dynamic mode, nonlinear reactivity, obvious methods of integration, including of transformer.*

УДК.621.3.048.1

А. Н. Рассальский[1] канд. техн. наук, А. А. Сахно[1], С. П. Конограй[1], А. В. Козлов[2]

[1]Запорожский национальный технический университет

[2]Киевский национальный университет им. Т. Г. Шевченко

МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ТОКА КОМПЛЕКСНОЙ ПРОВОДИМОСТИ ОСНОВНОЙ ИЗОЛЯЦИИ ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ АППАРАТУРЫ ПРИ ДИАГНОСТИКЕ ПОД РАБОЧИМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Представлена разработанная методика измерения тока комплексной проводимости основной изоляции высоковольтных аппаратов 110–750 кВ при диагностике под рабочим напряжением. Предложен алгоритм математической обработки сигнала для минимизации влияния помех. Методика может быть использована для диагностики высоковольтных трансформаторов тока, вводов, нелинейных ограничителей перенапряжений и другой высоковольтной аппаратуры в условиях эксплуатации.

Ключевые слова: *трансформатор, изоляция главная, диагностика, ток проводимости, обработка сигнала.*

Введение

В настоящее время в Украине, как и во всем мире, сложилась тенденция «старения» парка электрооборудования. Ежегодный рост электропотребления на 2,5–3,1 % в Украине, а также повышение требований к снабжению потребителей ставят новые задачи по повышению эксплуатационной надежности оборудования подстанций (ПС). Измерительные трансформаторы 330–750 кВ являются одним из самых аварийно-опасных звеньев энергосистем, в большинстве случаев аварии трансформаторов тока (ТТ) сопровождаются полным разрушением аппарата, а иногда и соседнего оборудования. Анализ данных об отказах [1] свидетельствует о том, что наиболее характерными дефектами для ТТ 330–750 кВ являются местные дефекты, развитие которых приводит либо к тепловому пробою, либо к появлению частичных разрядов и электрическому пробою основной изоляции. Такие дефекты на ранней стадии развития могут быть обнаружены измерением тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции ($tg\delta_1$) под рабочим напряжением. Проведенный анализ данных по отбраковке трансформаторов тока 330–750 кВ в Днепровской электроэнергетической системе свидетельствует о том, что около 65 % трансформаторов тока были забракованы именно по результатам контроля тангенса угла диэлектрических потерь.

Периодический контроль состояния изоляции, а также контроль при пониженном напряжении имеют ряд недостатков: первый и самый важный из них заключается в том, что дефекты в изоляции могут развиваться за срок до двух недель, поэтому периодический, даже учащенный, контроль не всегда позволяет вовремя зафиксировать дефект. Опытные измерения, которые проводятся на отключенном трансформаторе, меньше подвержены влиянию помех, однако они не учитывают специализированные процессы в изоляции, возникающие только под рабочим напряжением. Например, увеличение $tg\delta_1$ бумажно-масляной изоляции может быть вызвано процессами, связанными с длительно протекающими частичными разрядами сравнительно небольшой интенсивности, при этом появляется существенная зависимость $tg\delta_1$ от величины и длительности приложенного напряжения [2]. Также при периодическом контроле отсутствует возможность использования ряда вспомогательных факторов, позволяющих лучше выявить дефекты (например, температурный коэффициент и влагосодержание изоляции).

Цель работы

При контроле $tg\delta_1$ и емкости основной изоляции (C_1) единственным измеряемым сигналом является ток комплексной проводимости изоляции аппарата ($I_{КП}$). При его измерении возникают две основные проблемы:

1. Создание безопасной стационарной схемы подключения к аппарату.

2. Расчет $tg\delta_1$ и C_1 в условиях высокого уровня эксплуатационных помех.

В данной работе представлены основные аппаратные решения и разработанная методика для измерения тока комплексной проводимости основной изоляции высоковольтных аппаратов 110–750 кВ при диагностике под рабочим напряжением. Предложен алгоритм математической обработки сигнала для минимизации помех, успешно прошедший эксплуатационные испытания.

© А. Н. Рассальский, А. А. Сахно, С. П. Конограй, А. В. Козлов 2010 р.

Измерение тока комплексной проводимости

Ток комплексной проводимости – это ток, протекающий через изоляцию аппарата под воздействием приложенного фазного напряжения. Измерение $I_{КП}$ под рабочим напряжением возможно только при прямой схеме измерительной установки. Для каждого типа оборудования, в зависимости от его конструктивного исполнения, присоединение возможно к специальному (ПИН) выводу, к измерительному выводу, или к нижнему фланцу аппарата, если он изолирован от земли. Такими аппаратами являются вводы, трансформаторы тока (ТТ), конденсаторы связи, нелинейные ограничители перенапряжений (ОПН).

На рисунке 1 представлена схема подключения системы непрерывного контроля к измерительному выводу изоляции трансформатора тока либо ввода.

Схемы устройства присоединения (УПР) и устройства подключения (УПД) утверждены в НЭК «Укрэнерго» [3].

УПР и УПД применяются для периодического контроля изоляции ТТ под рабочим напряжением и могут быть использованы для подключения систем непрерывного контроля. Главная опасность при непрерывном контроле – это превышение допустимого напряжения на измерительной обкладке изоляции аппарата. Такое превышение может возникать вследствие обрыва цепи соединения измерительного вывода с заземлением и возникновения высокочастотных перенапряжений в сети, что приведет к пробою изоляции между измерительным или специальным выводом и землей и мгновенному повреждению аппарата. Наиболее опасные перенапряжения возникают при эксплуатационных переключениях разъединителями холостых участков шин высоковольтных подстанций. Каждая такая коммутация сопровождается импульсами с амплитудой, в несколько раз большей номинальной, и частотами 100 кГц–10 МГц [4]. Именно поэтому УПР должно быть оснащено варистором и разрядником. Варистор имеет более крутую характеристику срабатывания, чем разрядник, однако разрядник позволяет принимать на себя более мощные импульсы тока. Важной особенностью этих защитных приборов является то, что в случае теплового пробоя варистора он замыкается «накоротко» и замыкает измерительную цепь, тем самым защищая изоляцию аппарата от повреждения. Разрядник при выходе из строя замыкания вывода на землю может и не создать, поэтому его отдельное использование недопустимо. Резисторы, используемые в УПР, обязательно должны иметь обратную зависимость величины полного сопротивления от частоты приложенного напряжения (емкостной характер). УПР, согласно требованиям НЭК «Укрэнерго», должно выступать как устройство защиты только в момент самого измерения, в остальное время измерительный вывод должен быть глухо заземлен [5].

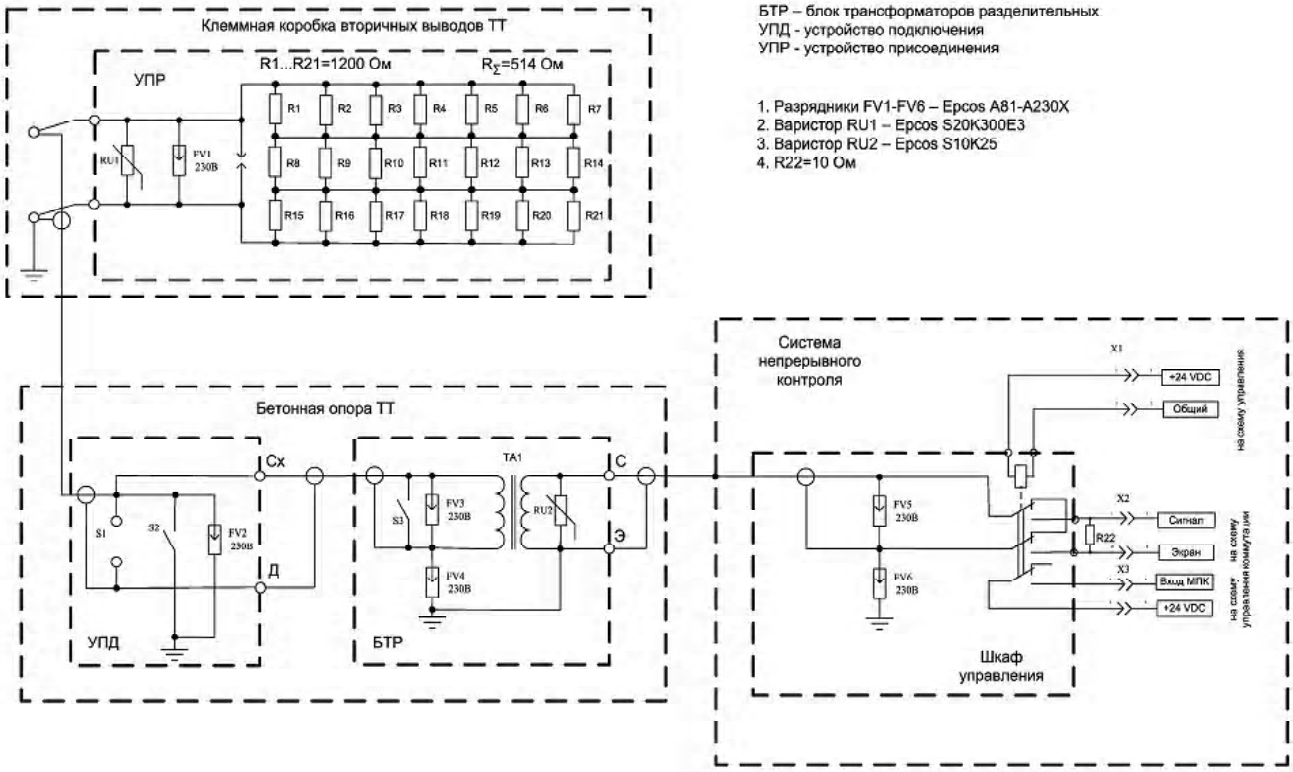


Рис. 1. Схема подключения системы непрерывного контроля к измерительному выводу трансформатора тока (ввода)

Для устранения помех, связанных с неэквипотенциальностью точек заземления элементов измерительной цепи – так называемых помех общего вида – заземляется только датчик, при этом схема измерительного прибора должна быть изолирована от корпуса, заземленного на месте установки. Также для устранения помехи возможно выполнение гальванического разделения цепей при помощи трансформатора, устанавливаемого около УПР. В НЭК «Укрэнерго» входы измерительного устройство по согласованию с Запорожским заводом высоковольтной аппаратуры принято считать частью цепей заземления измерительных выводов ТТ [5]. Поэтому к этим частям предъявляются такие же требования ПУЭ, как и ко всей цепи заземления, т.е. не должно быть разъединяющих приспособлений (рубильников, выключателей, автоматических выключателей, контактов реле). Сочленение частей заземляющего проводника допускается выполнять по второму классу соединений (ГОСТ 10434-82) с возможностью осмотра. К этому классу относятся болтовые контактные соединения.

Исходя из этого, на подстанциях НЭК «Укрэнерго» необходимо применять разделительные трансформаторы тока с первичной обмоткой, намотанной медным проводом сечением не менее 2,5 мм^2 и защищенной от импульсных перенапряжений разрядником, варистором или защитными стабилитронами. Разделительный трансформатор тока должен быть выполнен таким образом, чтобы при обрыве его вторичной цепи и защитных элементов пики напряжения на первичной обмотке не превышали 1,0–1,2 кВ при протекании синусоидальных токов промышленной частоты величиной 30–120 мА [5]. Такой трансформатор тока разработан и изготовлен авторами статьи, но требует проведения ряда испытаний на возможность его применения. Использование его в эксплуатации недопустимо, так как на данный момент не исследована его работа в условиях высокочастотных перенапряжений. В энергокомпаниях, не предъявляющих таких требований к заземлению измерительного вывода, блок разделительных трансформаторов предпочтительно не использовать, т.к. ввиду угловой погрешности он вносит искажение при измерении начальной фазы тока комплексной проводимости. Например, для класса точности ТТ 0.1 допустимая погрешность 0.15 град. при 120 %-ном первичном токе приведет к такой же погрешности при расчете $\mathrm{tg}\delta_1$. А также следует помнить, что подобный трансформатор содержит около 1000 витков в первичной обмотке и представляет собой индуктивное сопротивление в цепи заземления, которое особенно опасно при высокочастотных перенапряжениях.

Для исключения влияния реального значения сопротивления и температурной нестабильности резисторов УПР авторы предлагают реализовывать алгоритм двойного измерения, с 20-омным шунтом на входе измерителя и без него, перед каждым измерением для всех ТТ.

$$u_1 = -i \cdot r_u,$$
$$u_2 = -i_2 \cdot r_{sh},$$
$$i_1 \cdot r_u = i_2 \cdot (r_{sh} + r_k),$$
$$i_1 + i_2 = i.$$

Решение данной системы

$$r_u = \frac{(u_1 - u_2) \cdot r_{sh}}{u_2} - r_k,$$

где u_1, u_2 – значения напряжения при первом и втором измерении,
r_k, r_{sh}, r_u – активное сопротивление кабеля, шунта и УПР,
i, i_1, i_2 – полный ток комплексной проводимости, ток через УПР и ток через шунт при втором измерении.

Использование перекрестного алгоритма измерения, который подразумевает использование каждого объекта контроля как в качестве эталонного, так и в качестве контролируемого, позволяет избежать ошибок при изменении характеристик изоляции эталонных ТТ, а также уменьшить зависимость результата от токов влияния [6].

Все каналы измерения должны иметь гальваническую развязку, а герметичный электротехнический шкаф должен быть заземлен на месте установки для исключения возможности прикосновения персонала к цепям заземления объектов.

Для исключения емкостных и электромагнитных наводок линии связи между датчиком и измерительной установкой должен применяться радиочастотный коаксиальный кабель (типа РК).

Желательно, чтобы в качестве эталонных объектов использовались объекты с большим током утечки. Так, например, действующее значение тока утечки элегазового ТТ ТОГ-330 может составлять всего 15–20 мА, а ток маслонаполненного ТФУМ-330 50мА. Преобразование токового сигнала в напряжение для измерения необходимо производить непосредственно на входе АЦП, а не у источника сигнала. Обязательным условием корректных измерений является экранирование системы измерения и исключение влияния неэквипотенциальности точек заземления эталонных и контролируемых объектов.

Измерение емкости является более простой задачей, и контроль ее с необходимой точностью, как правило, не вызывает трудностей даже в условиях эксплуатации, а вот результаты измерений $\mathrm{tg}\delta_1$ требуют высокой точности и более подвержены влияниям эксплуатационных факторов. Одним из основных источников погрешности при измерении в эксплуатации являются помехи. Коронные разряды на проводах, арматуре и оборудовании, частичные разряды как в контролируемом, так и в соседнем оборудовании, коммутационные перенапряжения и многое другое могут вызывать непериодические помехи на измеряемом сигнале (рис. 2). Измерение разности начальных фаз токов на

нефильтрованном сигнале дает относительную погрешность измерения 10–1000 %, что полностью обесценивает результаты диагностики.

Разработанный авторами способ фильтрации случайных непериодических помех – это математическая фильтрация осциллограммы тока. Алгоритм основан на аппроксимации полиномами Чебышева [7]. Наибольшее отклонение при аппроксимации синусоиды полиномами получается на границах интервала, поэтому аппроксимацию периода синусоидального напряжения необходимо проводить на интервале $(\pi \pm 0{,}15\pi)$. Для аппроксимации такой кривой необходимо использовать полином не менее 6-го порядка.

Амплитудная погрешность при такой аппроксимации составляет до 0,2 %, а угловая погрешность может достигать 0,01 рад, что является недопустимым при определении тангенса угла диэлектрических потерь. Поэтому предлагается разбивать данный интервал на два интервала и проводить аппроксимацию каждого полиномами 6-го порядка.

Для исследования угловой погрешности, вносимой фильтром, была создана модель, в которой на исходные сигналы $y_1(t) = \sin(\omega \cdot t)$ и $y_2(t) = 0{,}6 \cdot \sin(\omega \cdot t + 0{,}002)$, где $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, а $f = 50$ Гц, накладывались апериодические случайные помехи при помощи генератора случайных чисел, встроенного в платформу Microsoft.NET 3.5. В таблице 1 представлены результаты измерения $\mathrm{tg}\delta_1 \times 10^2$ между двумя векторами сигналов при различных значениях амплитуды помехи. На практике помехи имеют высокую частоту, большую, чем частота дискретизации АЦП (100 кГц), поэтому при опыте частота генерируемых помех составляла 100 кГц.

Амплитуда помех варьируется на практике в диапазоне 0,1–0,25 В при измерении тока комплексной проводимости на шунте 20 Ом. В таблице 2 представлены результаты статистической обработки результатов.

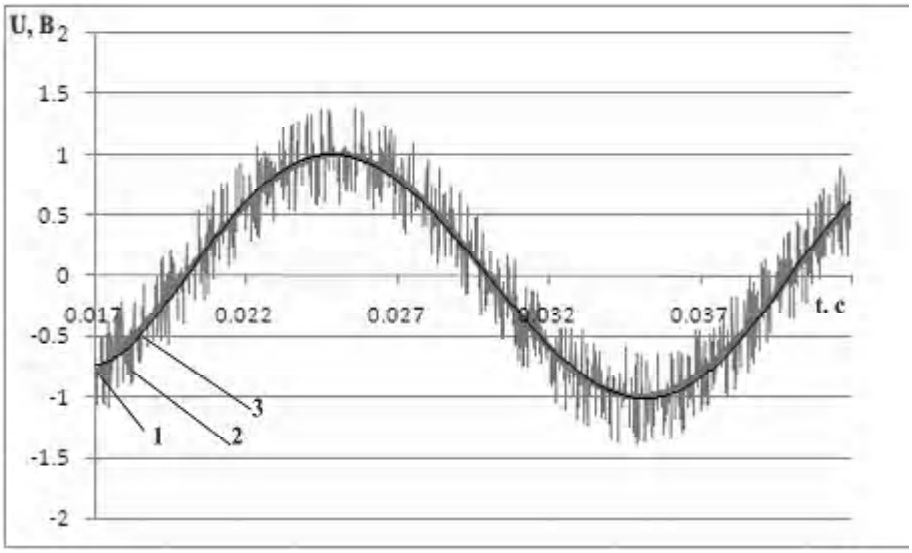


Рис. 2. Аппроксимация сигнала тока комплексной проводимости основной изоляции аппарата:

1 – исходный сигнал; 2 – искаженный помехами сигнал; 3 – аппроксимирующая кривая

Таблица 1 – Результаты исследования

№ Измерения / Амплитуда помехи, В	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0,1	0,2269	0,1986	0,2383	0,2039	0,1322	0,2606	0,2156	0,2426	0,1584	0,2359
0,2	0,2294	0,1066	0,2785	0,1658	0,24	0,1935	0,1806	0,1211	0,134	0,2324
0,3	0,1926	0,2646	0,1704	0,2117	0,2819	0,2128	0,2449	0,2407	0,1456	0,266
0,4	0,2506	0,2046	0,2514	0,2341	0,2255	0,1853	0,2104	0,241	0,2311	0,1211

Таблица 2 – Обработка результатов

Амплитуда помехи, В / Параметр	0,1	0,2	0,3	0,4
Среднее	0,2113	0,18819	0,22312	0,21551
Стандартная ошибка	0,012595175	0,018004515	0,014045535	0,012395613
Медиана	0,22125	0,18705	0,22675	0,2283
Стандартное отклонение	0,039829442	0,056935274	0,044415883	0,039198369
Дисперсия выборки	0,001586384	0,003241625	0,001972771	0,001536512

Выводы

Разработаны основные требования к схемам подключения для систем непрерывного контроля состояния основной изоляции высоковольтных трансформаторов тока и вводов с учетом действующих на территории Украины нормативных документов, рекомендаций производителей и ведущих эксплуатирующих организаций. Приведенная схема подключения без использования разделительного трансформатора успешно эксплуатируется на подстанции «Днепр-Донбасс 330» Запорожских магистральных сетей на протяжении двух лет.

Разработанный алгоритм математической фильтрации помех для контроля характеристик изоляции под рабочим напряжением, в соответствии с результатами моделирования, позволяет проводить измерения тангенса угла диэлектрических потерь основной изоляции с погрешностью до 0,05 ед., что является допустимым при непрерывном контроле.

В разработанном алгоритме величина погрешности не зависит от амплитуды помехи в диапазоне помех от 0,1 до 0,4 В.

Максимальное отклонение результатов при цикле из двадцати измерений под рабочим напряжением на одной паре трансформаторов тока 330 кВ составляет 0,03 ед.

Представленный алгоритм внедрен и успешно используется в системе непрерывного контроля основной изоляции трансформаторов тока 330 кВ на подстанции «Днепр-Донбасс 330» Запорожских магистральных сетей Днепровской электроэнергетической системы КП НЭК «Укрэнерго».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гречко О. Н. Повреждаемость маслонаполненных трансформаторов тока 110–750 кВ и меры по повышению их надежности в эксплуатации / О. Н. Гречко, А. Ф. Курбатова, В. А. Родионов // Новое в российской электроэнергетике. – 2003. – № 2. – С. 30–43.
2. Сви П. М. Контроль изоляции оборудования высокого напряжения / Сви П. М. – М. : Энергоатомиздат, 1988. – 128 с.
3. Перевірка ізоляції трансформаторів струму 330–750 кВ під робочою напругою : СОУ-Н МПЕ 40.1.46.301-2006. – Офіц. вид. – К. : ГРІФРЕ : М-во палива та енергетики України, 2006. – 31 с. – (Нормативний документ Мінпаливенерго України. Інструкція).
4. Напряжение на первичных обмотках трансформаторов тока 330–750 кВ при высокочастотных перенапряжениях / [Чорноготский В. М., Шлыков А. Г., Запояско В. В., Третьяк Б. С.] // Трансформаторостроени : XII междунар. науч.-техн. конф., 7–11 сент. 2009 г. : докл. – 19, – 2009. – 6 с.
5. Шинкаренко Г.В. Технічні вимоги до систем безперервного контролю трансформаторів струму 330–750 кВ під робочою напругою / Шинкаренко Г. В. // Вимірювальні оливо наповнені трансформатори струми і напруги 110–750 кВ. Діагностика. Рекомендації щодо продовження ресурсу : заседание электроэнергетической секции научно-технического совета НЭК «Укрэнерго» 17–21 нояб. 2008 г. : докл. – 6, 2008. –13 с.
6. Анализ методов непрерывного контроля характеристик изоляции трансформаторов тока и вводов на подстанциях 330–750 кВ / Рассальский А. Н., Сахно А. А., Конограй С. П. и др. // Вісник КДПУ ім. Михайла Остроградського. – 2009. – № 3(56), Ч. 1. – С. 67–70.
7. Лэм Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация / Г. Лэм ; [пер. с англ. В. Л. Левин, М. Н. Микшис, И. Н. Теплюк, под. ред. И. Н. Теплюка]. – М. : Мир, 1982. – 592 с.

Стаття надійшла до редакції 22.03.2010 р.

Рассальський О. М., Сахно О. А., Конограй С. П., Козлов О.В. Методика вимірювання та обробки струму комплексної провідності головної ізоляції високовольтних апаратів 110–750 кВ при діагностуванні під робочою напругою

Представлено розроблену методику вимірювання струму комплексної провідності головної ізоляції високовольтних апаратів 110–750 кВ при діагностуванні під робочою напругою. Запропоновано алгоритм математичної обробки сигналу для мінімізації експлуатаційних завад. Методика може бути використана для діагностики високовольтних трансформаторів струму, вводів, нелінійних обмежувачів напруги та іншої апаратури в умовах експлуатації.

Ключові слова: *трансформатор, ізоляція головна, діагностика, струм провідності, обробка сигналу.*

Rassalsky A., Sakhno A., Konogray S., Kozlov A. Measuring and processing technique of complex conduction current of 110–750 kV high-voltage equipment basic insulation at diagnostics under operating voltage

The developed technique of complex conduction current measurement during on-line testing of 110 – 750 kV high-voltage equipment basic insulation is described. The algorithm of mathematical signal processing for operating noise minimization is proposed. The technique can be used for diagnostics of high-voltage current transformers, bushings, nonlinear voltage limiters and other equipment in operating conditions.

Key words: *transformer, basic insulation, diagnostics, conduction current, signal processing.*

УДК 621.313

А. А. Колесников, А. Г. Лохматов канд. техн. наук

Запорізька державна інженерна академія

ПРОГНОЗУЮЧЕ РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНЕ РЕГУЛЮВАННЯ СТАТОРНОГО СТРУМУ В АСИНХРОННОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ З МАТРИЧНИМ БЕЗПОСЕРЕДНІМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ ЧАСТОТИ

Запропоновано прогнозуюче релейно-векторне регулювання статорного струму для асинхронного електропривода з матричним безпосереднім перетворювачем частоти, для якого методом імітаційного моделювання проведено дослідження електромеханічних та електромагнітних процесів вказаного електропривода в статичних та динамічних режимах.

Ключові слова: *асинхронний електропривід, матричний безпосередній перетворювач частоти, прогнозуюче релейно-векторне керування, імітаційне моделювання.*

Останні роки характеризуються широким використанням у промисловості активних статичних перетворювачів частоти (СПЧ), що призначені для створення частотно-регульованих електроприводів з підвищеною швидкодією регулювання та покращеною електромагнітною сумісністю з мережею. З погляду схемотехнічних рішень активні перетворювачі можна розділити на дві групи. Перша – це дволанкові перетворювачі частоти (ДПЧ), що складаються із двох автономних інверторів напруги (АІН) або двох автономних інверторів струму (АІС), один із яких працює в режимі випрямлення, а інший – в режимі інвертування. У проміжній ланці постійного струму встановлюється для АІН – ємність, що згладжує, для АІС – реактор. Наявність громіздкого фільтра в проміжній ланці є одним з найбільш істотних недоліків схем ДПЧ. Однак сьогодні найбільший інтерес у світі та Україні викликає друга група перетворювачів – безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ), у структурі яких відсутній проміжний фільтр. Як наслідок, БПЧ має кращі масогабаритні та динамічні показники в порівнянні з активними ДПЧ, також забезпечує двосторонній обмін енергією з мережею живлення, має форму кривої вхідного та вихідного струмів, близьку до синусоїдальної і, як наслідок, високу швидкодію регу-

© А. А. Колесников, А. Г. Лохматов 2010 р.

лювання, зменшені втрати потужності та покращену якість електромагнітної сумісності перетворювача з мережею живлення [1].

Відомі системи векторного регулювання статорного струму базуються на використані в них широтно-імпульсної модуляції з явно вираженими модуляторами [2] та релейного керування [3, 4], що можуть бути застосовані, на жаль, тільки для АІН-ШІМ або дволанкових БПЧ та є непридатними для матричного безпосереднього перетворювача частоти (МБПЧ). Відомі СВРС, які використовуються для МБПЧ, основані на просторовій стратегії керування [5, 6] і характеризуються відносною складністю алгоритму керування.

Метою даної статті є розробка та дослідження прогнозуючого релейно-векторного керування для асинхронного електропривода (АЕП) з МБПЧ.

На рис. 1 наведено схему трифазного матричного безпосереднього перетворювача частоти [5, 7, 8], що містить 18 керованих напівпровідникових ключів VT1-VT18 (типу IGBT, MOSFET, IGCT та ін.), шунтованих зворотно ввімкненими діодами VD1-VD18, та живить асинхронний короткозамкнений двигун (АД). Для регулювання електропривода з вказаним перетворювачем авторами запропонована система автоматичного керування (САК) швидкості цього електропривода, узагальнену функціональну схему якої наведено на рис. 2, де прийнято такі умовні позначення: СВРС – система векторного регулювання струму; СКП – система керування перетворювачем; РП – регулятор потокозчеплення; РШ – регулятор швидкості; БО1, БО2 – блоки обмеження, які обмежують відповідно задання на намагнічуючу та активну проекції статорного струму електродвигуна; БІП – блок ідентифікації параметрів; БДН – блок датчиків напруги; БДС – блок датчиків струму; БДНМ – блок датчиків напруги мережі. При цьому МБПЧ являє собою багатомірний, багатозв'зковий об'єкт, що вимагає використання сучасних методів керування, і зокрема – прогнозуючого релейно-векторного керування.

У складі САК електропривода на рис. 2 авторами запропоновано нову СВРС, яка виконана з прогнозуючим релейно-векторним керуванням та ілюструється функціональною схемою на рис. 3. На цьому рисунку прийнято такі позначення: I_{sx}, I_{sy} – значення відповідно намагнічуючої та активної проекцій статорного струму; I^*_{sx}, I^*_{sy} – бажані значення відповідно намагнічуючої та активної проекцій статорного струму, що надходять від зовнішніх контурів відповідно потокозчеплення та швидкості; I^*_x, I^*_y – уставки відповідно намагнічуючої та активної проекцій статорного струму, що відповідають бажаній точності відпрацювання проекцій статорного струму (для загальнопромислових систем складають 5 % від номінального струму електродвигуна);

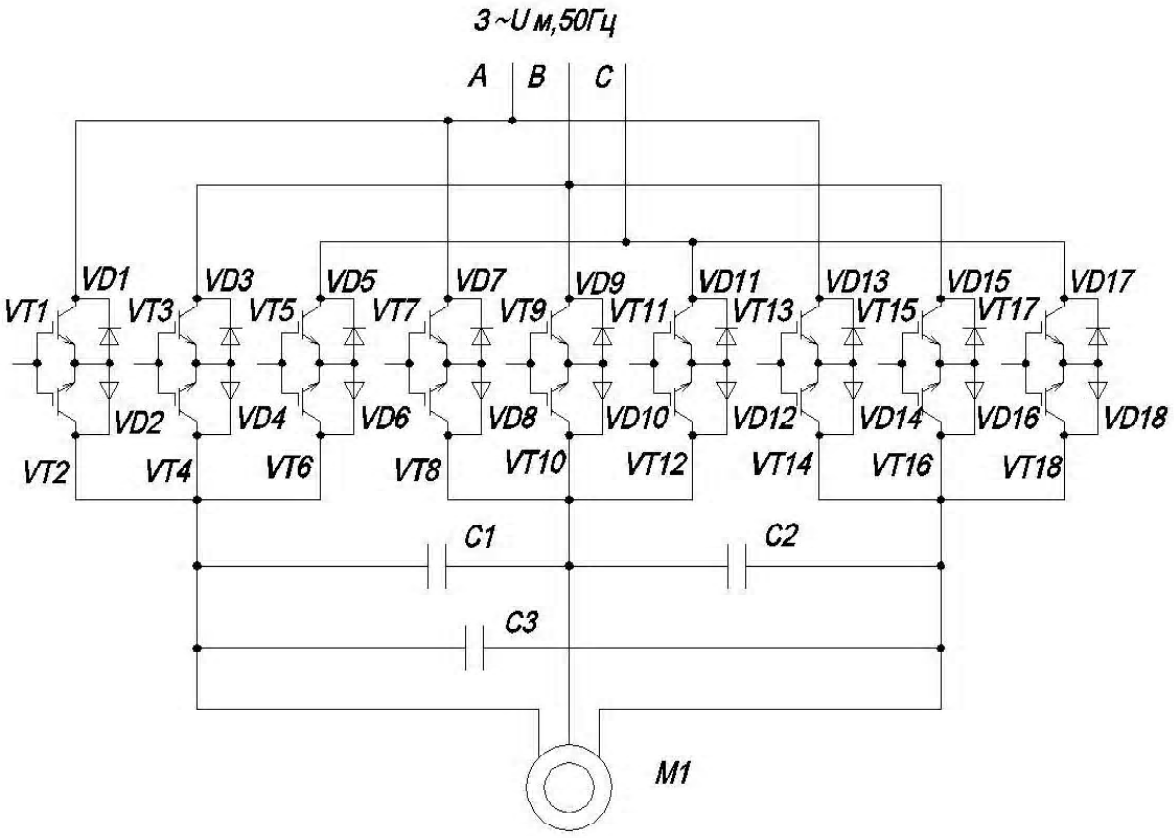


Рис. 1. Електрична схема трифазного МБПЧ

$\Delta I_x, \Delta I_y$ – різниця між бажаним та реальним значеннями відповідно намагнічуючої та активної проекцій статорного струму; m – натуральне число у інтервалі від 1 до 25, що показує, яка комбінація фазних напруг буде подана на електродвигун (для всіх різних можливих робочих варіантів (комбінацій) станів силових ключів a1, a2, a3; в1, в2, в3; с1, с2, с3 [8] трифазного МБПЧ наведено у табл. 1 відповідні значення узагальненого вектора статорної напруги $\overline{U}_{s(m)} = U_{s(m)} e^{j\theta_{s(m)}}$); К1, К2 – компаратори; БВК – блок вибору комбінації; ПФ1 – перетворювач фаз; КП1 – координатний перетворювач; ОПЗН – обчислювач програмних значень напруги.

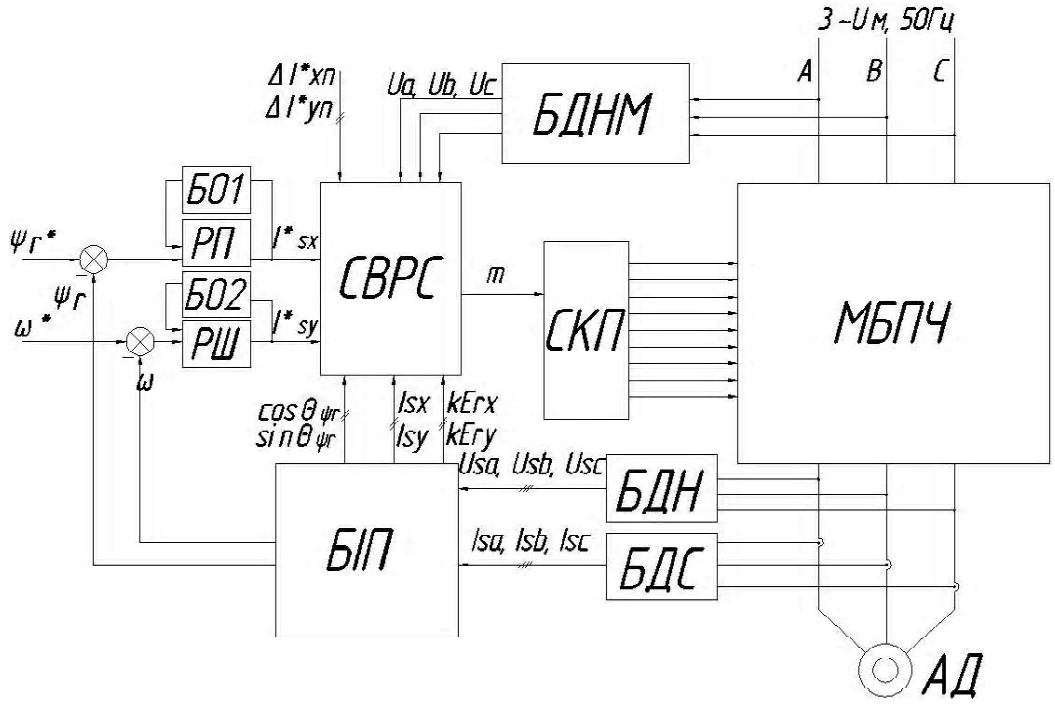


Рис. 2. Узагальнена функціональна схема релейно-векторної САК швидкості асинхронного електропривода з МБПЧ

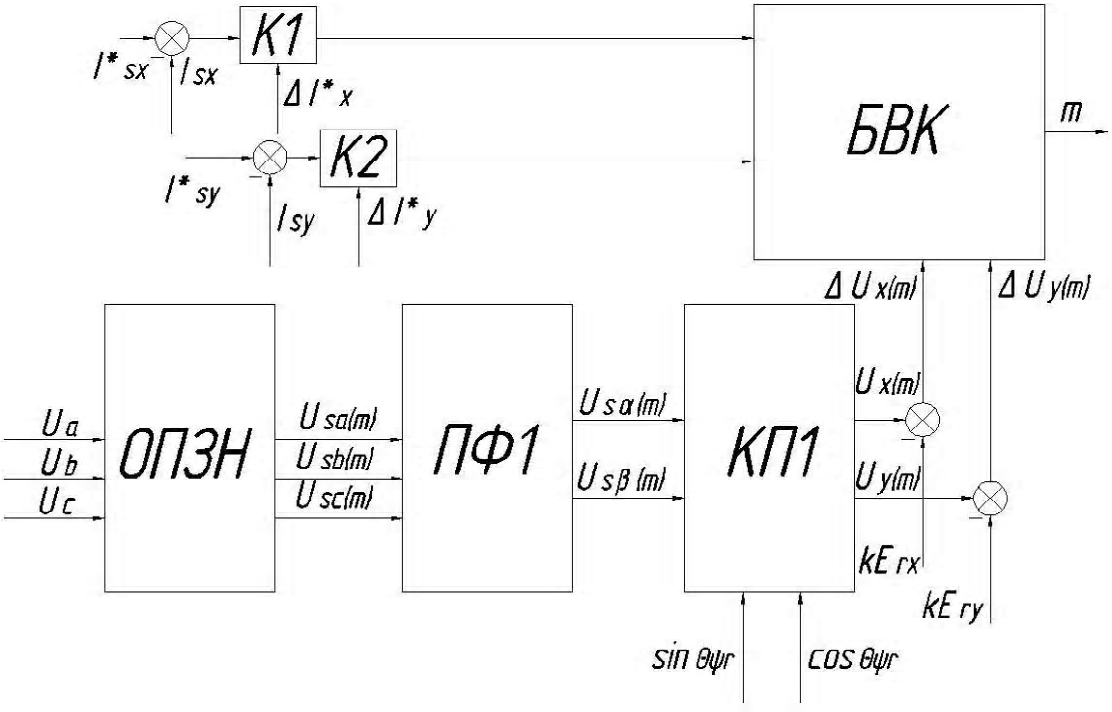


Рис. 3. Функціональна схема релейно-векторної СВРС з прогнозуючим керуванням

Таблиця 1 – Стан силових ключів та відповідні значення узагальненого вектора вихідної напруги трифазного МБПЧ

m	Значення узагальненого вектора $\overline{U}_{s(m)} = U_{s(m)}e^{j\theta_{s(m)}}$	Стан силових ключів МБПЧ								
		a1	a2	a3	в1	в2	в3	с1	с2	с3
1	$U_{\phi M}e^{j(\omega_\phi t+\alpha_0)}$	+	-	-	-	+	-	-	-	+
2	$U_{\phi M}e^{j(\omega_\phi t+\alpha_0+2\pi/3)}$	-	-	+	+	-	-	-	+	-
3	$U_{\phi M}e^{j(\omega_\phi t+\alpha_0+4\pi/3)}$	-	+	-	-	-	+	+	-	-
4	$U_{\phi M}e^{-j(\omega_\phi t+\alpha_0)}$	+	-	-	-	-	+	-	+	-
5	$U_{\phi M}e^{-j(\omega_\phi t+\alpha_0+2\pi/3)}$	-	-	+	-	+	-	+	-	-
6	$U_{\phi M}e^{-j(\omega_\phi t+\alpha_0+4\pi/3)}$	-	+	-	+	-	-	-	-	+
7	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-\pi/6)$	+	-	-	-	-	+	-	-	+
8	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-\pi/2)$	-	+	-	-	-	+	-	-	+
9	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-5\pi/6)$	-	+	-	+	-	-	+	-	-
10	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-7\pi/6)$	-	-	+	+	-	-	+	-	-
11	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-3\pi/2)$	-	-	+	-	+	-	-	+	-
12	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-11\pi/6)$	+	-	-	-	+	-	-	+	-
13	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-\pi/6)\cdot e^{j2\pi/3}$	-	-	+	+	-	-	-	-	+
14	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-\pi/2)\cdot e^{j2\pi/3}$	-	-	+	-	+	-	-	-	+
15	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-5\pi/6)\cdot e^{j2\pi/3}$	+	-	-	-	+	-	+	-	-
16	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-7\pi/6)\cdot e^{j2\pi/3}$	+	-	-	-	-	+	+	-	-
17	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-3\pi/2)\cdot e^{j2\pi/3}$	-	+	-	-	-	+	-	+	-
18	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-11\pi/6)\cdot e^{j2\pi/3}$	-	+	-	+	-	-	-	+	-
19	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-\pi/6)\cdot e^{j4\pi/3}$	-	-	+	-	-	+	+	-	-
20	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-\pi/2)\cdot e^{j4\pi/3}$	-	-	+	-	-	+	-	+	-
21	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-5\pi/6)\cdot e^{j4\pi/3}$	+	-	-	+	-	-	-	+	-
22	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-7\pi/6)\cdot e^{j4\pi/3}$	+	-	-	+	-	-	-	-	+
23	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-3\pi/2)\cdot e^{j4\pi/3}$	-	+	-	-	+	-	-	-	+
24	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{\phi M}\cos(\omega_\phi t+\alpha_0-11\pi/6)\cdot e^{j4\pi/3}$	-	+	-	-	+	-	+	-	-
25	0 0 0	+ - -	- + -	- - +	+ - -	- + -	- - +	+ - -	- + -	- - +

Розглянемо функціонування запропонованої СВРС. БВК призначений для вибору однієї комбінації з загальної кількості у кожний момент часу. При цьому алгоритм його функціонування такий.

У першому випадку, якщо обидві проекції знаходяться у бажаному інтервалі, що описується умовою

$$\left.\begin{aligned}|\Delta I_x| < \Delta I^*_{xn}\\ |\Delta I_y| < \Delta I^*_{yn}\end{aligned}\right\}, \quad (1)$$

зберігається незмінна (вибрана у попередній такт часу) комбінація відкриття ключів (m = const).

У другому випадку – якщо за межі бажаного інтервалу виходить тільки намагнічуюча проекція статорного струму – описується умовою

$$\left.\begin{aligned}|\Delta I_x| \ge \Delta I^*_{xn}\\ |\Delta I_y| < \Delta I^*_{yn}\end{aligned}\right\}, \quad (2)$$

задається нова комбінація m, що задовольняє системі:

$$\left.\begin{aligned}\text{sign}[\Delta U_x(m)] = \text{sign}(\Delta I_x)\\ |\Delta U_x(m)| = \max\end{aligned}\right\}. \quad (3)$$

У третьому випадку, коли за межі бажаного інтервалу виходить тільки активна проекція статорного струму, за умови

$$\left.\begin{aligned}|\Delta I_X| < \Delta I^*_{Xn}\\ |\Delta I_y| \ge \Delta I^*_{yn}\end{aligned}\right\}, \quad (4)$$

задається нова комбінація m, що задовольняє критеріям:

$$\begin{aligned}&\text{sign}[\Delta U_y(m)] = \text{sign}(\Delta I_y)\\ &|\Delta U_y(m)| = \max. \end{aligned} \quad (5)$$

Четвертий, найскладніший, випадок, якщо обидві проекції струму вийшли за межі бажаного інтервалу, описується умовою

$$\left.\begin{aligned}|\Delta I_X| \ge \Delta I^*_{Xn}\\ |\Delta I_y| \ge \Delta I^*_{yn}\end{aligned}\right\}, \quad (6)$$

задається нова комбінація m, що задовольняє таким критеріям:

$$\left.\begin{aligned}\text{sign}[\Delta U_y(m)] = \text{sign}(\Delta I_y)\\ |\Delta U_y(m)| = \max\end{aligned}\right\}, \text{ якщо } \Delta I_y > 0{,}5\cdot\Delta I_x; \quad (7)$$

$$\left.\begin{aligned}\text{sign}[\Delta U_x(m)] = \text{sign}(\Delta I_x)\\ |\Delta U_x(m)| = \max\end{aligned}\right\}, \text{ якщо } \Delta I_y \le 0{,}5\cdot\Delta I_x. \quad (8)$$

При цьому значення коефіцієнта 0,5 визначалося

експериментально в ході імітаційного моделювання.

Для дослідження електромеханічних та електромагнітних процесів в АЕП з МБПЧ створено імітаційну модель вказаного електропривода [9], яка показана на рис. 4, де прийнято такі позначення: 1 – БДНМ, 2 – блок аналогових регуляторів потокозчеплення ротора та кутової швидкості електродвигуна, 3 – СВРС, 4 – БДС, 5 – БІП, 6 – БДН, 7 – АД, 8 – мережа живлення, 9, 10 – відповідно вхідний та вихідний фільтри перетворювача, 11 – МБПЧ.

Математичне моделювання АЕП з МБПЧ було проведено за таких умов: величина задання потокозчеплення ротора двигуна весь час залишалася номінальною (рівною 0,889 Вб), задавалося обмеження струму при розгоні та гальмуванні, яке дорівнює двократному по відношенню до номінального значення струму електродвигуна.

Відомо, що при напрузі мережі, що дорівнює номінальній напрузі електродвигуна, з використанням матричного безпосереднього перетворювача частоти, можливо досягти приблизно 86 % від його номінальної швидкості [1]. В даній моделі для того, щоб досягти номінальної швидкості двигуна, напруга мережі живлення складає 120 % від номінального значення.

Отримані результати моделювання електромагнітних та механічних процесів у АЕП з МБПЧ показано на рис. 5–8 , де використовуються такі позначення: *Ua* – вхідна фазна напруга МБПЧ; *Usa* та *Isa* – фазні статорні напруга та струм електродвигуна відповідно; *Isy*, ω – активна складова статорного струму та швидкість електродвигуна відповідно, Ψ_r , *M* – потокозчеплення ротора та момент електродвигуна відповідно.

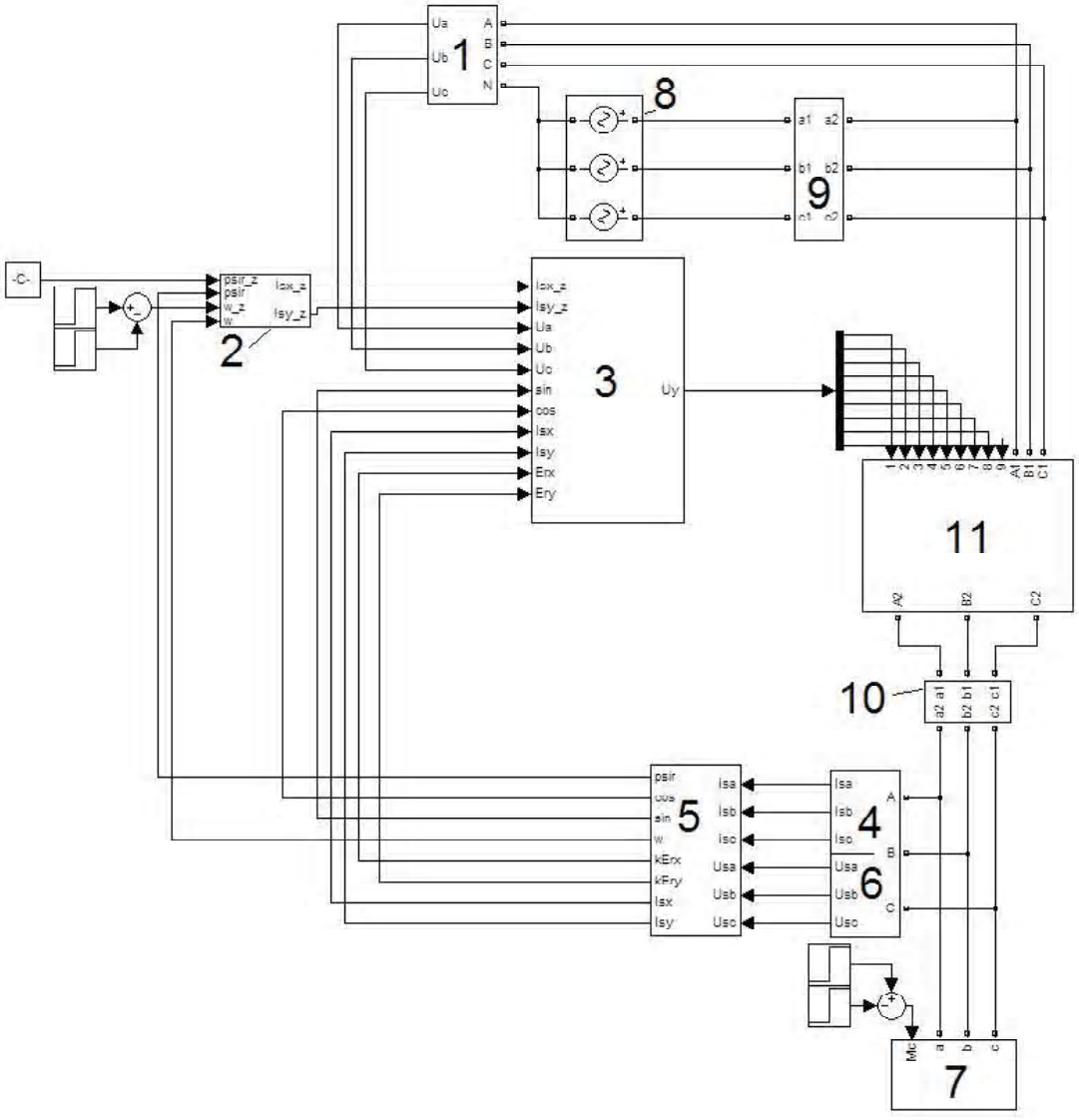


Рис. 4. Імітаційна модель асинхронного електропривода з МБПЧ

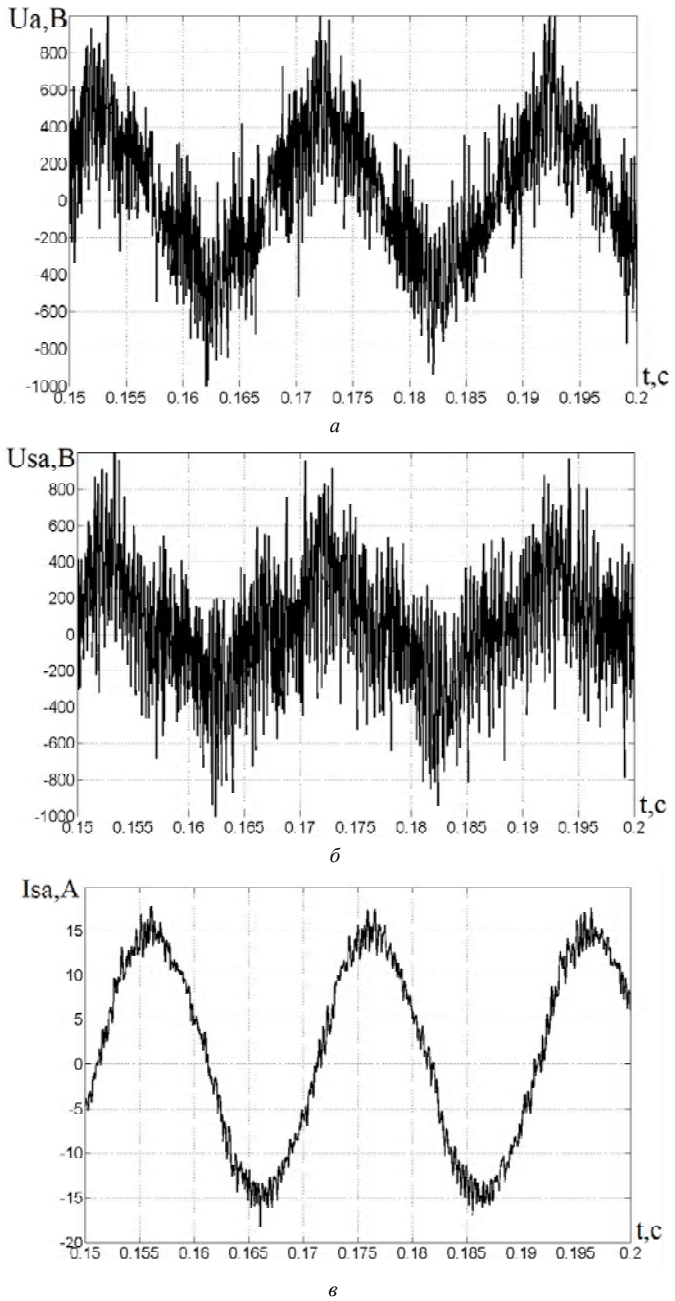


Рис. 5. Електромагнітні процеси в АЕП з МБПЧ при номінальній швидкості (100,7 рад/с) та номінальному навантаженні (49,2 Нм)

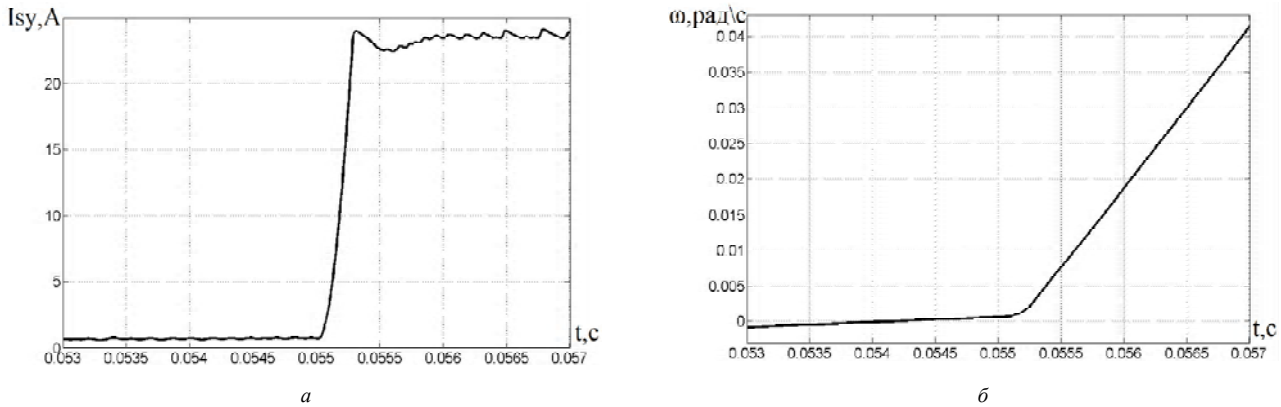


Рис. 6. Електромагнітний (*а*) та механічний (*б*) процеси в АЕП з МБПЧ при роботі «на упор»

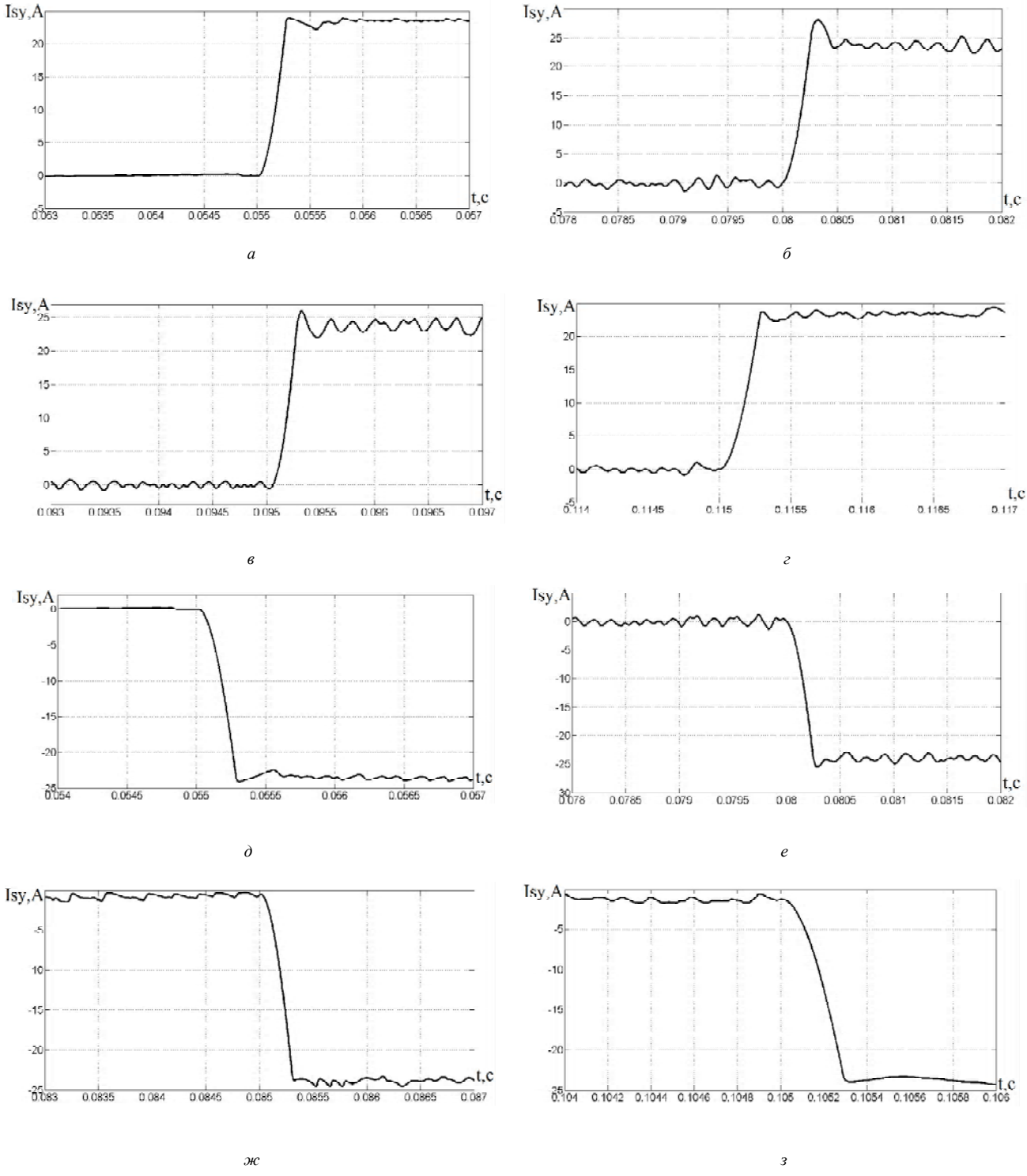
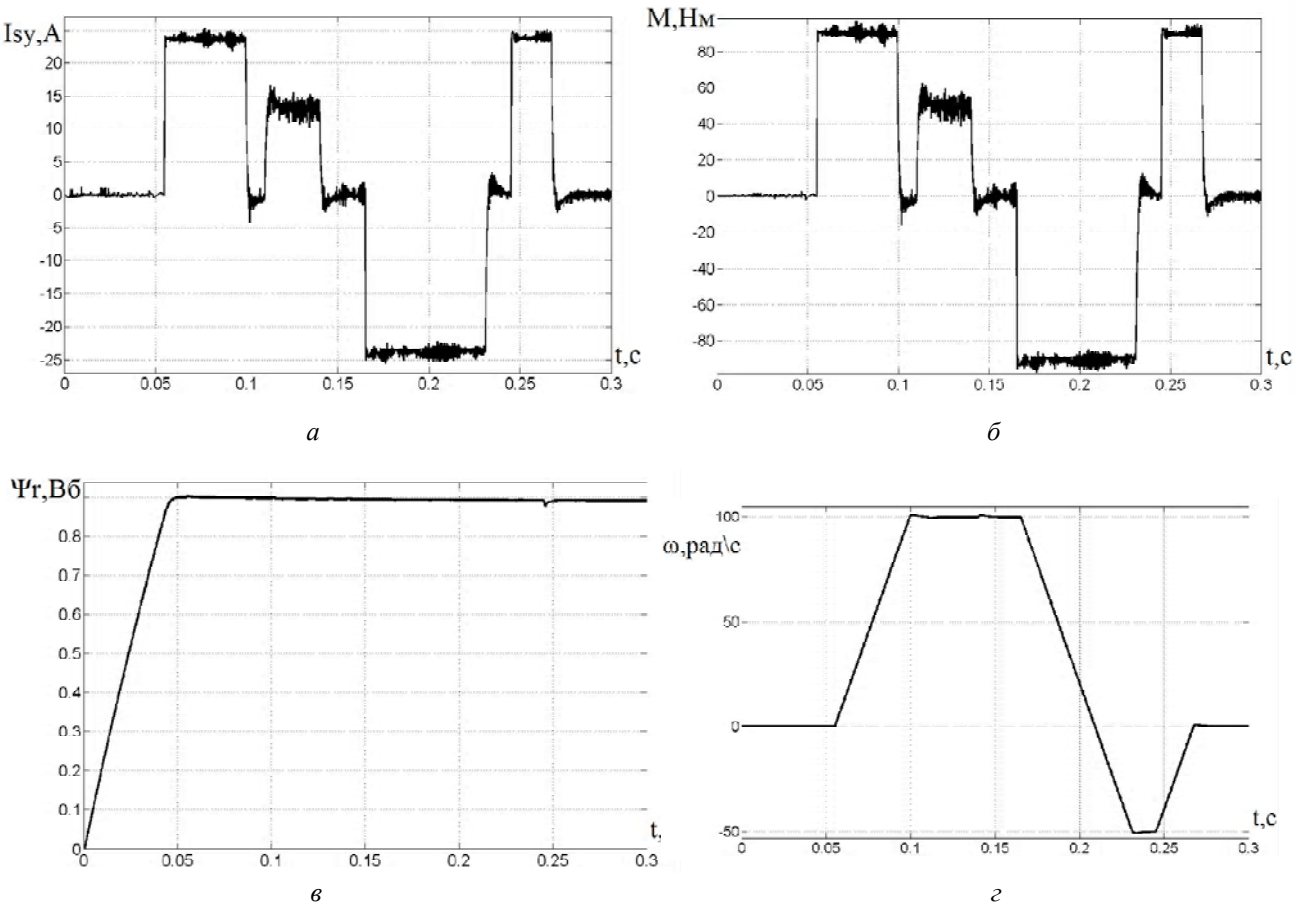


Рис. 7. Електромагнітні процеси у АЕП з МБПЧ при відпрацюванні задання активної проекції струму статора, рівного за модулем подвійному від номінального: *а–г*) додатного; *д–з*) від'ємного; *а*, *д*) при нульовій швидкості двигуна; *б*, *е*) при швидкості двигуна, що дорівнює 25 % від номінальної; *в*, *ж*) при швидкості двигуна, що дорівнює 50 % від номінальної; *г*, *з*) при швидкості двигуна, що дорівнює 100 % номінальної

Електромагнітні та механічні процеси в АЕП з МБПЧ у циклі роботи електропривода, що складається з намагнічування двигуна, розгону до номінальної швидкості, стрибкоподібне накидання та скидання номінального навантаження, реверс до швидкості, що складає половину від номінальної швидкості електродвигуна, та гальмування до повної зупинки, показано на рис. 8.



а *б* *в* *г*

Рис. 8. Електромагнітні та механічні процеси в АЕП з МБПЧ

Висновки

1. Розроблена система релейно-векторного регулювання статорного струму з прогнозуючим керуванням для АЕП з МБПЧ характеризується спрощеним алгоритмом керування у порівнянні з існуючими системами векторного регулювання для АЕП з МБПЧ [1–5].

2. Запропонована імітаційна модель АЕП з МБПЧ призначена для дослідження функціонування вказаного ЕП в статичних та динамічних режимах, отримання графіків електромагнітних та електромеханічних процесів привода.

3. В результаті імітаційного моделювання виявлено: розроблена прогнозуюча релейно-векторна СВРС дозволяє досягти високої швидкодії та точності регулювання статорного струму.

4. Як видно з рис. 7, час відпрацювання подвійного (відносно номінального) значення активної проекції струму статора складає менше 1 мс, що на рівні кращих відомих систем векторного регулювання статорного струму. Час відпрацювання задання активної проекції струму статора практично не залежить від полярності задання та поточної кутової швидкості електропривода.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Saul Lopez Arevalo. Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications, Ph.D. thesis, University of Nottingham. – England. – 2008. – 250 p.
2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: Изд-во УРО РАН. – 2000. – 654 с.
3. Садовой А.В. Синтез алгоритмов разрывного полеориентированного управления асинхронными электроприводами / А.В. Садовой, Ю.М. Клименко, А.Л. Дерец, Ю.В. Сохина // Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика. – Харків: ХПІ. – 1994. – С.126-129.
4. Chekhet E., Mikhalsky V., Sobolev V., Shapoval I. Control and commutation technique for matrix converter/ E. Chekhet, V. Mikhalsky, V. Sobolev, I. Shapoval // Technical electrodynamics. Special issue on Problems of present-day electrotechnics. – 2006. – Vol. 1. – P. 56–67.
5. Чехет Э.М. Непосредственные преобразователи частоты для электропривода. / Э.М. Чехет,

В. П. Мордач, В. Н. Соболев. – К. : Наук. Думка. – 1988. – 224 с.
6. Casadei D. Matrix Converter Communication Strategy Using both Output Curent and Input Voltage Sign Measurement / D. Casadei, A. Trentin, M. Matteini, M. Calvini // 10th European Conference on Power Electronics and Applications EPE-203. – Toulouse, France. – 2003 (CD-ROM).
7. Чехет Э.М. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного електропривода / Э. М. Чехет, В. Н. Соболев, В. М. Михальский // Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія та практика: Вісник НТУ-ХПІ. – Харків. – 2005. – Вип. 45. – С. 32–37.
8. Пивняк Г.Г. Современные частотно-регулируемые электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г.Г. Пивняк, А.В. Волков – Днепропетровск: НГУ. – 2006. – 470 с.
9. Bauer J. Development of a Compact Matrix Converter // Acta Polytechnica. – 2009. – Vol.49. – No. 2–3. – P. 64-69.

Стаття надійшла до редакції 17.06.2010

Колесников А. А., Лохматов А .Г. Прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока в асинхронном электроприводе с матричным непосредственным преобразователем частоты

Предложено прогнозирующее релейно-векторное регулирование статорного тока для асинхронного электропривода с матричным непосредственным преобразователем частоты, для которого методом имитационного моделирования проведено исследование электромагнитных и электромеханических характеристик указанного электропривода в статических и динамических режимах.

Ключевые слова: *асинхронный электропривод, матричный непосредственный преобразователь частоты, прогнозирующее релейно-векторное управление, имитационное моделирование.*

Kolesnikov A., Lohmatov A. Predictive relay-vector stator current control in induction electric drive with matrix direct frequency converter

Predictive relay-vector stator current control is proposed for an induction electric drive with a matrix direct frequency converter. Electromagnetic and electromechanical characteristics of the electric drive were studied in static and dynamic operation modes using the simulation method.

Key words: *induction electric drive, matrix direct frequency converter, predictive relay-vector control, simulation*

УДК 681.527.2

Е. М. Потапенко д-р техн. наук, Е. В. Душинова, А. Е. Казурова канд. техн. наук, С. Г. Деев

Запорожский национальный технический университет

ЛИНЕЙНАЯ ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Составлена простая эквивалентная математическая модель для системы векторного управления АД с нелинейной математической моделью, достаточно точно описывающая работу исходной системы во всех режимах работы. Простота и линейность эквивалентной системы позволяют синтезировать законы управления исходной нелинейной системы хорошо разработанными линейными методами с существенно меньшими затратами времени на моделирование. Численное моделирование динамики исходной нелинейной и эквивалентной линейной систем показало хорошее совпадение переходных и стационарных процессов.

Ключевые слова: *модель, линейность, управление.*

Введение

Асинхронный двигатель (АД) является самым распространенным типом электродвигателей. Его отличает от других типов двигателей простота обслуживания, дешевизна, высокая надежность, возможность работать в агрессивных средах. АД, вследствие их сложной динамики, изначально предназначались для нерегулируемых электроприводов. Развитие силовой электропреобра-

© Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова, А. Е. Казурова, С. Г. Деев 2010 р.

зовательной и вычислительной техники создало предпосылки для разработки систем управления АД, которые потенциально по качеству управления не будут уступать двигателям постоянного тока. Новые принципы управления АД рассматривают электромагнитные процессы не в традиционной статорной системе координат, а во вращающейся, связанной с каким-либо физическим вектором. Поэтому принцип управления получил название «векторное управление» (ВУ). Достигнутые точность и динамические характеристики современных асинхронных электроприводов (АЭП) обеспечиваются за счет сложных нелинейных алгоритмов управления. В настоящее время АД с ВУ используются для управления с умеренной точностью технологическими объектами со сравнительно простой динамикой. В то же время, заманчивым с экономической и эксплуатационной точек зрения представляется применение АД с ВУ для точного управления сложными динамичными объектами. Под сложными объектами понимаются, например, механические системы, которые состоят из твердых тел с неизвестными массово-инерционными характеристиками, соединенных между собой упругими связями, подверженных внешним неизвестным воздействиям. Такими системами могут быть системы управления антеннами радиолокаторов, металлообрабатывающих станков, систем прицеливания стрелкового оружия, установленного на движущихся объектах, и т.п. Разработка систем управления сложными объектами с помощью АД с ВУ затруднена из-за взаимодействия двух сложных динамических процессов, происходящих в АД с ВУ и в технологическом объекте. Эта сложность, в первую очередь, обусловлена многочисленными нелинейностями в математической модели АД с ВУ. В настоящее время практически отсутствует литература по управлению сложными динамическими процессами с помощью АД. В то же время, написано большое количество работ по управлению этими процессами с помощью двигателей постоянного тока [1-4], работа которых описывается линейными уравнениями.

Целью данной статьи является разработка линейной динамической модели АД с ВУ, максимально приближенной к модели двигателя постоянного тока, которая, в то же время, с достаточной для практики точностью воспроизводит динамику исходной нелинейной модели АД с ВУ.

Достижение поставленной цели позволит проектировать с помощью хорошо разработанных линейных методов всю систему управления, включающую АД с ВУ и сложный объект управления, с максимальным использованием задела по управлению двигателями постоянного тока.

1 Постановка задачи

На рис. 1 дана функциональная схема системы ВУ АД, описанная в работе [5], где приняты следующие обозначения:

$i_{\alpha\beta} = (i_\alpha, i_\beta)^T$, $u_{\alpha\beta} = (u_\alpha, u_\beta)^T$ – векторы клеммных токов и напряжений, приведенных к статорному базису (α, β),

«^» – символ оценки соответствующих переменных,

ω_0 – скорость вектора потокосцепления ψ в статорном базисе (α, β) (синхронная скорость),

ϑ – угол поворота ротора АД,

$\omega = \dot{\vartheta}$ – скорость ротора,

$\omega_p = \dot{\vartheta}_p$ – программная скорость ротора,

m_0 – желаемый (программный) электромагнитный момент,

$i_{dqp} = (i_{dp}, i_{qp})^T$, $u_{dqp} = (u_{dp}, u_{qp})^T$ – векторы программного тока и напряжения, записанные в синхронном базисе (d, q),

$u_p = (u_{Ap}, u_{Bp}, u_{Cp})$ – программный сигнал, соответствующий желаемому трехфазному напряжению,

$u = (u_A, u_B, u_C)$ – трехфазное клеммное напряжение АД.

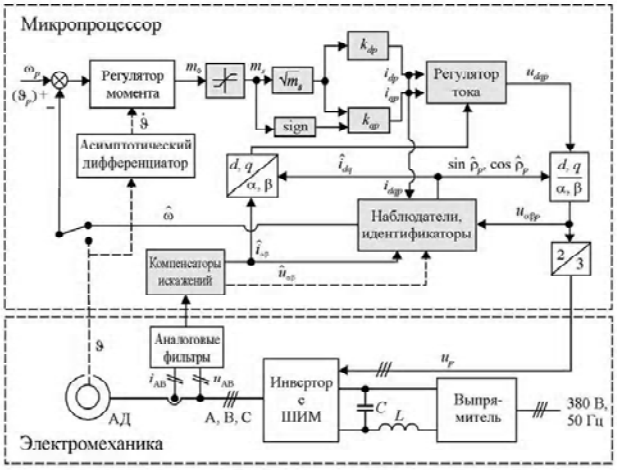


Рис. 1. Функциональная схема АД с векторным управлением

Питание АД осуществляется от трехфазного преобразователя частоты (ПЧ) с выпрямителем и инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Для управления двигателем измеряются статорные токи в двух фазах i_{AB} (а в некоторых модификациях и напряжения u_{AB}, что показано пунктирной линией). Для выделения главных гармоник указанных переменных последние пропускаются через аналоговые фильтры, которые, помимо фильтрации, приводят к искажению амплитуд и фаз главных гармоник. Устранение этих искажений осуществляется с помощью компенсаторов искажений, сформированных в управляющем микропроцессоре. Полученные оценки главных

гармоник токов $\hat{i}_{\alpha\beta}$ (а при наличии и напряжений $\hat{u}_{\alpha\beta}$) поступают в блок «Наблюдатели, идентификаторы», куда также подаются двухфазные программные напряжения $u_{\alpha\beta p}$ (в этом случае сигналы u_{AB}, $\hat{u}_{\alpha\beta}$ не используются) и программные статорные токи i_{dqp}, заданные в синхронном базисе. На основании этой информации оцениваются скорость ротора $\hat{\omega}$, вектор потокосцепления ротора ψ и направляющие косинусы $\sin\rho_p$, $\cos\rho_p$ вектора потокосцепления ротора относительно статорного базиса. Оценка скорости ротора $\hat{\omega}$ сравнивается с ее программным значением ω_p. Полученная разность поступает в «Регулятор момента», который является комбинированным регулятором момента (КРМ), состоящим из компенсирующей и управляющей частей. КРМ формирует программный (желаемый) электромагнитный момент m_0. КРМ, в отличие от традиционного ПИ-регулятора, своей компенсирующей частью обеспечивает робастность по отношению к нагрузке, возмущениям, неопределенности индуктивностей и приведенного момента инерции ротора. Управляющая часть КРМ обеспечивает заданный вид переходного процесса. С помощью момента m_0 из условия минимума потребляемой мощности или постоянства тока намагничивания формируются программные токи i_{dp}, i_{qp} в синхронном базисе. С программными токами сравниваются оценки одноименных токов статора, сформированные с помощью преобразователя $\alpha,\beta/d,q$. Полученные разности подаются в комбинированные регуляторы тока (КРТ). В отличие от традиционных ПИ-регуляторов, КРТ обеспечивают неизменность заданных переходных процессов в контурах токов при изменении эквивалентного коэффициента передачи преобразователя частоты, бросках напряжения питающей сети, отклонениях всех параметров двигателя от номинальных значений. КРТ устраняют влияние перекрестных связей между контурами токов. На выходе регуляторов тока формируются программные напряжения u_{dqp} в синхронном базисе, которые с помощью блока $d,q/\alpha,\beta$ перепроектируются в программные двухфазные напряжения $u_{\alpha\beta p}$. При прохождении через блок «2/3», эти напряжения переводятся в трехфазные управляющие сигналы блока ШИМ u_p. Пунктирная цепь обеспечивает позиционное управление приводом по сигналам позиционного датчика ϑ, установленного на валу двигателя. Информация о скорости ротора в этом случае получается с помощью асимптотического дифференцирования позиционного сигнала или экстраполятора [5]. Закон позиционного управления синтезирован там же. Блок «Наблюдатели, идентификаторы» является самым сложным и объемным в вычислительном отношении элементом системы, в значительной степени определяющим ее свойства и показатели качества.

Математическая модель описанной системы является в значительной степени нелинейной. Это коренным образом затрудняет ее разработку и исследование. Как было сказано выше, целью данной статьи является разработка линейной математической модели путем линеаризации нелинейностей, которая, во многом, оказывается возможной из-за применения робастных комбинированных методов управления. Ниже рассматриваются основные блоки, более подробно описанные в работе [5].

2 Регулятор электромагнитного момента

Рассматриваются уравнения движения ротора и формирования электромагнитного момента *m* [5].

$$I\ddot{\vartheta} = m + m_l + m_f, \tag{1}$$

$$m = n\frac{L_m}{L_r}\psi_d i_q, \tag{2}$$

$$T_r\dot{\psi}_d + \psi_d = L_m i_d, \tag{3}$$

где m_l – момент нагрузки, m_f – момент трения, I – момент инерции ротора. ψ_d – модуль вектора потокосцепления, n – количество пар полюсов, L_r, L_m – индуктивность ротора и взаимная индуктивность статора и ротора, T_r – постоянная времени ротора. В уравнении (1) нелинейными являются m, m_f и могут быть m_l и $I\ddot{\vartheta}$ (в том случае, когда I – неизвестный и переменный приведенный момент инерции)

Из выражения (2) видно, что один и тот же электромагнитный момент можно создать бесконечным количеством сочетаний ψ_d *и* i_q, требующих различного электропотребления. Среди этих сочетаний есть сочетание с минимальной потребляемой мощностью, которое и надо использовать. (В известных схемах ВУ АД автоматическая минимизация потребляемой мощности не производится, а осуществляется постоянная настройка на наиболее вероятную нагрузку).

Как видно из выражений (2) и (3), точность вычисления m зависит от точности знания L_m, L_r *и* T_r. Поскольку неточно вычисленное значение m поступает на вход регулятора момента, то программный ток i_{qp}, а, следовательно, и электромагнитный момент формируются с ошибкой.

Примечание. Используемый в известных системах ПИ-регулятор в состоянии компенсировать только постоянные составляющие возмущений m_l, m_f, входящие в уравнение (1). ПИ-регулятор совершенно не в

состоянии компенсировать ошибки в управлении, возникающие из-за неточности знания момента инерции, и переменные возмущения. Более того, при позиционном управлении с ПИ-регулятором отклонение момента инерции от его расчетного значения может привести к неустойчивости движения.

Следует отметить, что, в общем случае, все параметры и воздействия на ротор, входящие в уравнения (1)–(3), являются неизвестными. Ниже показано, каким образом в условиях указанной неопределенности можно обеспечить высокую точность, заданные показатели качества переходных процессов и минимум потребляемой мощности.

В соответствии с работами [5, 6], для компенсации влияния неопределенностей, полагается, что m_l, m_f, T_r не известны, а параметры системы неточно известны, причем

$$I = I_0 + I_\delta, m = m_0 + m_\delta, \\ L_m = L_{m0} + L_{m\delta}, L_r = L_{r0} + L_{r\delta}. \quad (4)$$

Здесь I_0, m_0, L_{m0}, L_{r0} – детерминированные части (номинальные значения), причем, для L_{m0}, L_{r0} за номинальные значения принимаются значения индуктивностей на линейном участке кривой намагничивания, J_δ, m_δ, $L_{m\delta}$, $L_{r\delta}$ – неизвестные погрешности знания. В соответствии с (2), (3) можно записать

$$m = nL_m L_r^{-1}\left(L_m i_d - T_r \dot{\psi}_d\right) i_q. \quad (5)$$

Серьезной проблемой, стоящей на пути оптимизации системы в динамических режимах, является большая неизвестная постоянная времени T_r в (3) и (5). С целью ее компенсации, а также компенсации влияния неопределенностей, за номинальный электромагнитный момент принимается

$$m_0 = nL_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d i_q. \quad (6)$$

В этом случае с учетом (4)–(6) уравнению (1) можно придать вид

$$I_0 \ddot{\vartheta} = m_0 + f_m, \quad (7)$$

где неопределенность

$$f_m := m_\delta + m_l + m_f - I_\delta \ddot{\vartheta} + \\ + f_1\left(L_{m\delta}, L_{r\delta}, T_r \dot{\psi}_d, i_d, i_q\right). \quad (8)$$

Уравнение (7) представляет собой уравнение полностью детерминированного объекта с номинальными параметрами, подверженного действию суммарной неопределенности f_m. Задача обеспечения робастности и высокой точности управления состоит в оценке неопределенности f_m и ее компенсации с помощью специального слагаемого в законе управления. Неопределенность оценивается с помощью наблюдателя

$$\dot{z} = -k(z + m_0 + kI_0\dot{\vartheta}), \ \hat{f}_m = z + kI_0\dot{\vartheta}. \quad (9)$$

Для компенсации влияния неопределенности задается комбинированный закон управления в виде

$$m_0 = m_{00} - \hat{f}_m. \quad (10)$$

Подстановка (10) в (7) дает

$$I_0 \ddot{\vartheta} = m_{00} + f_m - \hat{f}_m. \quad (11)$$

При достаточно точной оценке $\hat{f}$ неопределенности f вместо уравнения (11) можно полагать

$$I_0 \ddot{\vartheta} = m_{00}. \quad (12)$$

Закон позиционного управления задается в виде

$$m_{00} = -k_0(\vartheta - \vartheta_p) - k_1(\dot{\vartheta} - \dot{\vartheta}_p) + I_0 \ddot{\vartheta}_p. \quad (13)$$

При управлении только скоростью принимается следующий закон управления:

$$m_{00} = -k_0(\omega - \omega_p) - k_1 \int (\omega - \omega_p) dt + I_0 \dot{\omega}_p. \quad (14)$$

Примечание. 1. Напоминаем, что $\omega = \dot{\vartheta}$ – скорость ротора, $\omega_p = \dot{\vartheta}_p$ – ее программное значение.

2. Интегральная часть в регуляторе (14) предназначена только для формирования заданного вида переходной характеристики. Астатизм системы обеспечивается за счет компенсирующей части $\hat{f}_m$ в законе управления (10).

3. При работе с ограничением тока статора во избежание появления перерегулирования рекомендуется упрощенный закон управления

$$m_{00} = -k_0(\omega - \omega_p) + I_0 \dot{\omega}_p. \quad (14')$$

Путем назначения коэффициентов k_0, k_1 можно задать требуемые показатели качества переходных процессов.

Из (6)–(8), (10), (12) следует, что электромагнитный момент робастен ко всем параметрам, входящим в (8), а также к изменению модуля потокосцепления ротора. При точной оценке переменных ϑ и $\dot{\vartheta}$, точном формировании статорных токов в соответствии с их программными значениями ($i_d = i_{dp}$, $i_q = i_{qp}$) и при недостижении токами и напряжениями их ограничений система будет вести себя как линейная с заданными показателями качества переходных процессов вне за-

висимости от возмущений и разброса параметров электропривода.

3 Формирователь программных токов

Путем минимизации активной мощности, потребляемой АД, найдены следующие выражения оптимальных (программных) значений составляющих статорного тока [5, 6]:

$$i_{d\,p} = \sqrt[4]{\frac{R_s + R_r L_{mr}^2}{R_s}}\sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}},$$
$$i_{q\,p} = \sqrt[4]{\frac{R_s}{R_s + R_r L_{mr}^2}}\sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}}\,sign\, m_0, \qquad (15)$$

где R_s, R_r – сопротивления статора и ротора, L_s, L_r, L_m – индуктивности статора, ротора и взаимная индуктивность статора и ротора, $L_{mr} = L_m L_r^{-1}$.

Сопротивления R_s и R_r, входящие в (15), из-за изменения температуры могут меняться в широких пределах. К счастью, из-за равенства температур ротора и статора [12–15] они меняются пропорционально. Поэтому вместо выражений (15) можно полагать

$$i_{d\,p} = \sqrt[4]{\frac{R_{s0} + R_{r0} L_{mr}^2}{R_{s0}}}\sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}},$$
$$i_{q\,p} = \sqrt[4]{\frac{R_{s0}}{R_{s0} + R_{r0} L_{mr}^2}}\sqrt{\frac{|m_0|}{nL_{m0}}}\,sign\, m_0, \qquad (16)$$

где R_{s0}, R_{r0} – известные номинальные значения сопротивлений статора и ротора, истинные значения которых неизвестны и могут меняться в широких пределах (до двух раз вверх и вниз от номинальных значений). Оптимальность программных значений статорных токов сохраняется при всех разбросах параметров. При этом выполняется замечательное по простоте соотношение между программными токами:

$$\frac{i_{d\,p}}{i_{q\,p}} = \sqrt{1 + L_{mr}^2 \frac{R_{r0}}{R_{s0}}}\; sign\, m_0, \qquad (17)$$

из которого следует $\left|i_{d\,p} i_{q\,p}^{-1}\right| = \text{const}$. Значение программного тока намагничивания $i_{d\,p}$ определяется по первому выражению в (24). Тогда программный моментный ток $i_{q\,p}$ из соотношения (6) определится выражением

$$i_{q\,p} = \frac{m_0 L_{r0}}{nL_{m0}^2\, i_{d\,p}}. \qquad (18)$$

Выражения (16), (18) в общем случае являются нелинейными. Для линеаризации этих выражений приходится оптимизировать электропотребление для одного наиболее типичного случая m_0 (так делают во всех известных системах ВУ). В этом случае $i_{d\,p}$ будет постоянным, а $i_{q\,p}$ в соответствии с (18) будет иметь только одну переменную m_0, от которой зависит линейно.

На рис. 2 показана блок-схема регулятора электромагнитного момента и формирователя программных токов статора с помощью комбинированного регулятора момента,

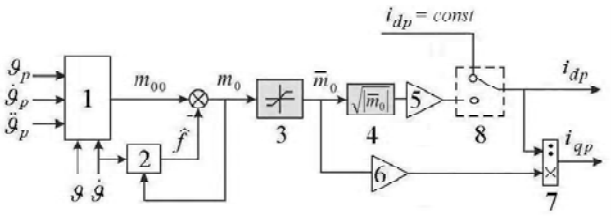


Рис. 2. Блок-схема регулятора электромагнитного момента и формирователя программных токов статора

где 1 – блок формирования закона управления m_{00} (14);

2 – блок оценки неопределенности $\hat f_m$ (9);

3 – блок ограничения электромагнитного момента m_0;

4– блок извлечения корня квадратного;

5 – блок формирования оптимального программного тока намагничивания (16);

6 – блок формирования числителя выражения (18);

7 – блок формирования программного моментного тока (18);

8 – блок переключения с оптимального намагничивания на заранее заданное программное намагничивание;

ϑ, ϑ_p – угол поворота ротора и его программное значение;

$\vartheta, \vartheta_p, \dot\vartheta, \dot\vartheta_p, \ddot\vartheta, \ddot\vartheta_p$ – перемещение, скорость, ускорение ротора и их программные значения;

$i_d, i_{d\,p}$, i_q, $i_{q\,p}$ – проекции вектора тока статора и их программных значений на оси базиса (d,q). Остальные обозначения даны ниже.

Верхнее положение ключа предназначено для работы в режимах с быстрыми и частыми изменениями скорости ротора (при верхнем положении ключа программный ток задается постоянным). Блоки 1–2 служат для обеспечения робастности, а блоки 3–7 предназначены для минимизации потребляемой активной

мощности. Блок 8 осуществляет переключение описанных выше режимов работы. Поскольку при переменности $i_{d\,p}$ блок 7 – нелинейный, то для устранения нелинейности будет рассматриваться случай $i_{d\,p}$ = const.

4 Регуляторы тока и напряжения

Одной из основных составляющих описанной системы и всех известных систем ВУ АД является цепь формирования программных напряжений. С помощью этих сигналов в преобразователе частоты вырабатывается напряжение, питающее электродвигатель. Исследования ВУ двигателями переменного тока показали, что в динамике системы можно выделить медленные и быстрые процессы. Медленные процессы имеют место в контурах регулирования скорости, потокосцепления, идентификации параметров и оценки скорости двигателя. Быстрой динамикой обладают контуры регулирования токов. Это дает основание исследовать контуры токов независимо от медленных процессов. Вопросам проектирования регуляторов токовых контуров в двигателях переменного тока посвящено большое количество работ. В настоящее время в качестве регуляторов тока наибольшее распространение получили ПИ-регуляторы, установленные в частях обоих контуров тока (моментного тока и тока намагничивания), описанных уравнениями в синхронном базисе, связанном с потокосцеплением ротора. В замкнутых контурах тока с ПИ-регуляторами приходится находить компромисс между быстродействием, точностью, с одной стороны, и перерегулированием, с другой, вследствие чего быстродействие токовых контуров ограничено. Неопределенности электродвигателя и преобразователя частоты существенно ухудшают динамические характеристики контуров тока с ПИ-регуляторами. Кроме того, между контурами токов имеют место нелинейные перекрестные связи. В системах с ПИ-регуляторами для устранения влияния перекрестных связей приходится вводить компенсирующие нелинейные перекрестные связи, усложняющие алгоритм управления. В работах [5, 7–9] предложен и исследован новый принцип управления токовыми контурами, использующий комбинированные регуляторы токов (КРТ), обеспечивающие независимую оптимизацию быстродействия и точности, с одной стороны, и перерегулирования, с другой стороны, в условиях неопределенности параметров электродвигателя, преобразователя частоты, и аналого-цифровых преобразователей и при наличии неопределенных перекрестных связей. На рис. 3 представлена функциональная схема двух токовых контуров, выделенная из схемы рис. 1.

На рис. 3 приняты следующие обозначения: $i_{d\,q\,p}$, $\hat{i}_{d\,q}$ – векторы программных токов и оценки главных гармоник токов в синхронном базисе (d, q), связанном с вектором потокосцепления ротора; (1) – ре-

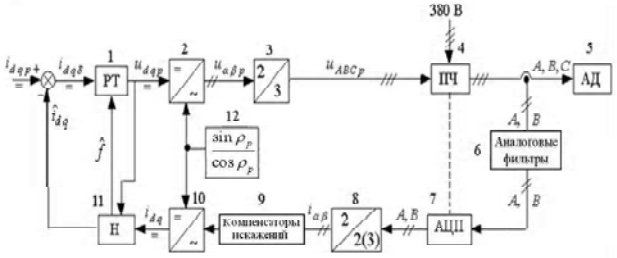


Рис. 3. Функциональная схема токовых контуров

гуляторы тока (РТ); (2) и (10) – преобразователи постоянных токов в двухфазный переменный ток и наоборот; (3) – преобразователь двухфазного тока в эквивалентный трехфазный ток; (4) – преобразователь частоты (ПЧ) с ШИМ; (5) – асинхронный двигатель (АД); (6) – аналоговые фильтры; (7) – аналого-цифровой преобразователь (АЦП); (8) – преобразователь двух фаз трехфазного тока в эквивалентный двухфазный ток; (9) – компенсаторы искажений, вызванных аналоговыми фильтрами; (11) наблюдатель неопределенности (*H*); $\sin\rho_p$, $\cos\rho_p$ – направляющие косинусы базиса (d, q) в статорном базисе (α, β); индекс p указывает на программные значения соответствующих переменных; *A, B, C* – обозначения фаз трехфазного тока; $\hat{f}$ – вектор оценки неопределенности контуров токов.

Часть схемы левее пунктирной линии моделируется в управляющем микропроцессоре. Математическое содержание цепи правее входа звена 2 и выхода звена 10 представляет собой математическую модель цепи, состоящей из преобразователя частоты, асинхронного двигателя, аналоговых фильтров с компенсаторами искажений, которая может быть представлена в каждом из трех базисов: трехфазном (*A*, *B*, *C*), статорном (α, β) и синхронном (*d*, *q*). В соответствии с целью статьи (получение линейной математической модели) выбирается последний базис.

ПЧ в синхронном базисе с достаточной степенью точности для данной задачи можно описать усилительным звеном с неизвестным коэффициентом усиления k_1. Влияние неизвестных бросков напряжения сети, падения напряжения на транзисторах ПЧ, запаздывания их открытия и закрытия, а также эффекта «мертвого» времени можно также учесть отклонением k_1 от его номинального значения. Как показано в работе [5], аналоговые фильтры с компенсаторами, хорошо устраняя шумы, обусловленные ШИМ, не дают искажений фаз и амплитуд главных гармоник. Это означает, что при рассмотрении процессов в синхронном базисе влияние фильтров будет проявляться только в виде гашения шумов. Работа АД и ПЧ в синхронном базисе описывается следующей нелинейной системой уравнений [5, 7–9]:

$$T_r p\psi_d = -\psi_d + L_m i_d, \quad (19)$$

$$\sigma L_s p\, i_{dq} = -R_s i_{dq} - \omega_0 \sigma L_s J i_{dq} - e_{dq} + u, \quad (20)$$

$$e = \omega_0 L_{mr} J\psi + L_{mr} p\psi, \quad (21)$$

$$u = k_1 u_{dq\,p}, \quad (22)$$

где ψ, i, u – векторы потокосцепления ротора, тока и напряжения статора, заданные в базисе (d,q); e – вектор противоЭДС; ω_0 – неизвестная угловая скорость вращения вектора ψ, формирующая перекрестные связи между контурами тока; σ – коэффициент рассеивания; p – оператор дифференцирования; подстрочный индекс p указывает на программное значение; k_1 – коэффициент передачи ПЧ, учитывающий также изменения напряжения сети; R_s – активное сопротивление всей статорной цепи;

$$T_r = \frac{L_r}{R_r},\ \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r},\ L_{mr} = \frac{L_m}{L_r},\ T_s' = \sigma \frac{L_s}{R_s},$$

$$\psi = \begin{bmatrix} \psi_d \\ 0 \end{bmatrix},\ i = i_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix},\ u = u_{dq} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix},$$
$$e = e_{dq} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (23)$$

В (19)–(23), помимо ранее введенных обозначений L_s, L_r, L_m, T_s' – постоянная времени контура тока; T_r – постоянная времени ротора. Поскольку $T_r >> T_s'$, то в (20), (21) можно полагать $\psi = \text{const}$. Каждому матричному уравнению (19)–(22) соответствуют два скалярных уравнения. За счет кососимметрической матрицы J между этими уравнениями существуют перекрестные связи, ухудшающие динамику и затрудняющие синтез системы управления. Сопротивления R_s и R_r, а, следовательно, T_s' и T_r вследствие изменения температуры двигателя могут существенно меняться и принимать неизвестные значения, существенным образом влияя на динамику контуров. Слагаемые в уравнениях (20), (21), пропорциональные J, делают эти уравнения нелинейными. Система (19)–(22) не учитывает влияние нелинейных блоков 2 и 8 по двум причинам: 1) эти блоки описываются алгебраическими уравнениями, не дающими при достаточно малых тактах счета запаздывания, 2) возможные неточности вычислений в этих блоках будут входить в неопределенности и компенсироваться вместе с ними.

В работах [5, 7–9] синтезирована робастная покально декомпозированная система управления, обладающая большим по сравнению с системой с ПИ-регуляторами быстродействием при отсутствии перерегулирования.

Пусть R_{s0}, k_{10}, L_{s0} – номинальные значения соответствующих параметров, а

$$R_s - R_{s0} = R_{s\delta},\quad k_1 - k_{10} = k_{1\delta},$$
$$L_s - L_{s0} = L_{s\delta}, \quad (24)$$

где $R_{s\delta}$, $k_{1\delta}$, $L_{s\delta}$ – погрешности знания параметров. Следуя работам [5, 7–9], система (19)-(23) представляется в виде номинальной модели, на которую действует вектор неопределенности f_i, а именно,

$$pi = -\frac{1}{T_{s0}'} i + k_0 u_p + f_i, \quad (25)$$

$$k_0 = k_{10} (\sigma L_{s0})^{-1}, \quad (26)$$

$$f_i = k_{10}^{-1} (k_{1\delta} u_p - e - \omega_0 \sigma L_s J i - R_{s\delta} i - pi L_{s\delta}). \quad (27)$$

Все коэффициенты и переменные в 25), (26) за исключением pi и f_i считаются известными.

Задача состоит в очистке сигнала i от оставшихся после фильтрации пульсаций, обусловленных ШИМ, оценке f_i и его компенсации в регуляторе. Скалярные уравнения, соответствующие векторному уравнению (25), взаимосвязаны через f_i. При компенсации f_i уравнения будут развязаны и неопределенности не будут оказывать влияние на динамику контуров. Для каждого контура тока строится независимое управление. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать скалярные уравнения для тока намагничивания и моментного тока, по форме совпадающие с (25), а именно,

$$pi = -(T_{s0}')^{-1} i + k_0 u_p + f_i \quad (28)$$

с измерением

$$y = i. \quad (29)$$

Наблюдатель для оценки i и f_i имеет вид [5, 7–9]

$$p\hat{i} = -(T_{s0}')^{-1} \hat{i} + k_0 u_p + \hat{f}_i + l_1 (\hat{i} - i), \quad (30)$$

$$p\hat{f}_i = l_2 (\hat{i} - i). \quad (31)$$

Здесь, как и ранее, знак «^» указывает на оценку соответствующей переменной; l_1, l_2 – постоянные коэффициенты наблюдателя. Система (30), (31) является линейной с постоянными коэффициентами, быст-

родействие которой может быть задано любым.

Комбинированный регулятор контура тока представим в виде

$$u_p = k_0^{-1} p i_p + (k_0 T'_{s0})^{-1} i_p - (q_1 + q_2 p^{-1})(\hat{i} - i_p) - \hat{f}_i, \quad (32)$$

где i_p – программное значение тока; q_1, q_2 – постоянные коэффициенты.

Примечание. Интегральная часть в регуляторе (32) предназначена только для формирования желаемого вида переходной характеристики. Астатизм системы обеспечивается за счет компенсирующей части f_i.

Подстановка (32) в (28) с учетом соотношений

$$\hat{i} = i + \tilde{i}, \ \ \hat{f}_i = f_i + \tilde{f}_i \quad (33)$$

дает уравнение динамики управляемого контура тока

$$p(i - i_p) = -(T'_{s0})^{-1}(i - i_p) - \\ -k_0(q_1 + q_2 p^{-1})(i - i_p + \tilde{i}) - \tilde{f}_i. \quad (34)$$

При правильном выборе параметров наблюдателя переменные $\tilde{i}$, $\tilde{f}_i$ с течением времени стремятся к нулю. В этом случае уравнения динамики и регуляторов токов принимают вид

$$p(i - i_p) = -\left[(T'_{s0})^{-1} + k_0(q_1 + q_2 p^{-1})\right](i - i_p), \quad (35)$$

$$u_p = k_0^{-1} p i_p + (k_0 T'_{s0})^{-1} i_p - (q_1 + q_2 p^{-1})(i - i_p). \quad (36)$$

При упрощенном законе управления и точной работе наблюдателя аналогичные уравнения будут иметь вид

$$pi = -\left[(T'_{s0})^{-1} + k_0 q_1\right](i - i_p), \quad (37)$$

$$u_p = (k_0 T'_{s0})^{-1} i_p - q_1(i - i_p). \quad (38)$$

(Напомним, что уравнения (35)–(38) являются скалярными). В полной системе с учетом динамики наблюдателя и регулятора уравнения (35), (37) служат для выбора параметров регулятора. В разрабатываемой линейной системе эти уравнения будут описывать работу токового контура. Передаточная функция полной системы (35) равна единице, упрощенной системы –

$$W(p) = \frac{i}{i_p} = \frac{(T'_{s0})^{-1} + k_0 q_1}{p + \left[(T'_{s0})^{-1} + k_0 q_1\right]}. \quad (39)$$

Следует обратить внимание на то, что работа контуров тока не зависит от неидеальностей, включенных в вектор неопределенности (27), а именно,

1) бросков напряжения сети питания,

2) всех погрешностей преобразователя частоты (сопротивлений ключей, запаздываний их открытия и закрытия, мертвого времени),

3) перекрестных связей между моментным и намагничивающим контурами тока,

4) изменений (в том числе, температурных) сопротивлений контуров,

5) изменений индуктивностей контуров, обусловленных кривой намагничивания.

Как показало численное моделирование полной нелинейной модели систем управления токовыми контурами в составе векторного управления с учетом наихудшего сочетания неопределенностей [5], модели (35) и (37) с высокой точностью воспроизводят процесс управления в обоих контурах, обеспечивая время переходного процесса при ступенчатых изменениях программных токов $i_{d\,p}, i_{q\,p}$, не превышающее 0,001–0,003 с. (Время переходного процесса можно задавать и гарантировать заранее).

Из выражения (6) следует: номинальный электромагнитный момент m_0 пропорционален произведению $i_d i_q$. Для устранения этой нелинейности принято фиксировать значение тока намагничивания путем задания $i_{d\,p}$ = const, в результате чего моментный программный ток определится выражением (18). На основании сказанного, в дальнейшем будет полагаться $i_d = i_{dp}$= const. В упрощенной системе, предполагающей идеальную работу наблюдателей неопределенностей и их компенсации, уравнения (35), (37) описывают работу замкнутого контура моментного тока.

5 Оценка скоростей и сопротивлений

При позиционном управлении в обязательном порядке измеряется или вычисляется перемещение, по которому можно вычислить скорость. В этом случае для оценки скорости можно применить один и тот же метод, как в исходной нелинейной, так и в эквивалентной линейной системе. Проблема возникает при управлении скоростью при отсутствии информации о скорости и перемещении. В монографии [5] рассмотрено несколько методов оценки скоростей. К сожалению, среди известных методов не обнаружены методы, которые можно было бы использовать в разрабатываемой эквивалентной линейной системе. Поэтому в линейной системе скорость будет считаться известной. В связи с этим, отпадает необходимость в оценке сопротивлений статора и ротора. Поэтому, ниже приводятся методы оценки скоростей и сопротивлений, используемые в исходной нелинейной системе.

5.1 Оценка синхронной скорости

В полной (нелинейной) системе синхронную скорость оценивают по зависимости [5]

$$\hat{\omega}_o = \frac{\hat{\psi}_\alpha e_\beta - \hat{\psi}_\beta e_\alpha}{\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2}, \quad (40)$$

где $\hat{\psi}_\alpha$, $\hat{\psi}_\beta$ – оценки проекций вектора потокосцепления в статорном базисе, e_α, e_β – проекции ЭДС на те же оси. Оценка потокосцепления проводится с помощью наблюдателя, записанного в векторной форме в статорном базисе [16]

$$p\hat{\psi} = e_0 + \hat{e}_\delta + l_1\left(\hat{\psi} - \psi^*\right), \quad (41)$$

$$p\hat{e}_\delta = l_2\left(\hat{\psi} - \psi^*\right), \quad (42)$$

где $\hat{\psi} = [\hat{\psi}_\alpha, \hat{\psi}_\beta]^T, \psi^* = [\psi_\alpha^*, \psi_\beta^*]^T$ – оценка вектора потокосцепления ротора и его программное значение, e_0, $\hat{e}_\delta$ – номинальное значение вектора ЭДС статора и оценка вектора ее погрешности, l_1, l_2 – постоянные коэффициенты передачи наблюдателя, определяющие его характеристики.

5.2 Оценка скорости ротора

Скорость ротора определяется выражением

$$\omega = \frac{\omega_0 - \omega_{sl}}{n}, \quad (43)$$

где n – количество пар полюсов, ω_{sl} – скольжение, определяемое выражением

$$\omega_{sl} = \frac{i_q}{T_r i_{dp}} = \frac{R_r i_q}{L_r i_{dp}}. \quad (44)$$

В (44) $T_r = L_r / R_r$ – постоянная времени ротора.

5.3 Оценка сопротивлений статора и ротора

Оценка сопротивления статора осуществляется с помощью наблюдателя с коэффициентом передачи l_s [5, 11]

$$\dot{z}_s = l_s\left[\left|i_{dqp}\right|^2\left(z_s + l_s\frac{1}{2}\sigma L_s\left|i_{dqp}\right|^2\right) - i_{dqp}^T u_{dq} + R_{s0}\left|i_{dqp}\right|^2 + \omega_0\frac{m_0}{n}\right], \quad (45)$$

$$\hat{R}_{s\delta} = z_s + l_s\frac{1}{2}\sigma L_s\left|i_{dqp}\right|^2, \quad (46)$$

$$R_s = R_{s0} + \hat{R}_{s\delta}. \quad (47)$$

Для оценки сопротивления ротора воспользуемся его связью с сопротивлением статора, обусловленной взаимосвязью температур ротора и статора, на что указано в работах [5, 12–15].

$$\hat{R}_r = R_{r0}\left(\hat{R}_s R_{s0}^{-1}\right). \quad (48)$$

В предлагаемой системе ВУ истинное сопротивление ротора входит только в выражение (44).

Оценку температуры статора T_{ts} и ротора T_{tr} можно осуществить по зависимостям

$$\hat{T}_{ts} = T_0 + \left(\hat{R}_s R_{s0}^{-1} - 1\right)\alpha^{-1}, \quad \hat{T}_{tr} = \hat{T}_{ts}, \quad (49)$$

где R_{s0}, R_{r0} – номинальные значения сопротивлений цепей статора и ротора при температуре T_0 = 25 °C, α – температурный коэффициент сопротивления.

На рис. 4 представлена структурная схема линеаризованной системы ВУ АД, состоящая из контура моментного тока и динамики механической части системы.

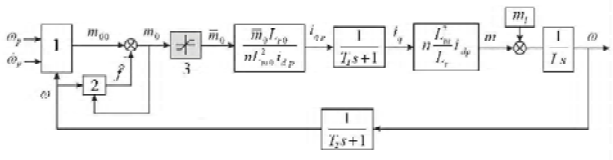


Рис. 4. Структурная схема линеаризованной системы ВУ АД

На рис. 4 блоки 1, 2, 3 соответствуют одноименным блокам рис. 3. Блок 3 учитывает ограничение тока в исходной системе. Звено в обратной связи учитывает возможное запаздывание, возникающее при оценке скорости в исходной нелинейной системе. Передаточная функция инерционного звена в прямой цепи равна функции в (39). Как видно на рисунке, структурная схема линеаризованной системы ВУ АД проще структурной схемы двигателя постоянного тока независимого возбуждения (отсутствует контур ЭДС). Линеаризация исходной нелинейной неопределенной системы осуществлялась за счет применения робастных методов управления, компенсирующих неопределенности. Поэтому все параметры схемы, за исключением приведенного момента инерции ротора и нагрузки, достоверно известны и задаются заранее.

6 Результаты моделирования

На рис. 5–10 сопоставлены процессы, полученные путем моделирования полной нелинейной системы уравнений, соответствующей рис. 1, и линейной системы уравнений, соответствующей рис. 4. Переменные с индексами *n* и *l* относятся к нелинейной и линейной моделям соответственно. При достижении установившихся скоростей прикладывалась и сбрасывалась нагрузка. При положительных скоростях асинхронный двигатель работал в двигательном, а при отрицательных – в генераторном режиме. Как видно на рис. 5 и 6, во

всех режимах работы: разгоне, стабилизации скорости под нагрузкой в двигательном и генераторном режимах и без нагрузки, реверсе и стабилизации нулевой скорости система векторного управления обеспечивает хорошее отслеживание заданной траектории. На рис. 7 показано изменение намагничивающего и моментного токов при циклограмме работы, соответствующей рис. 6. Рис. 8 иллюстрирует процесс стабилизации нулевой скорости без нагрузки и под нагрузкой в течение с 0,25 с. по 3 с. В момент времени 1,25 с происходило падение напряжения на 30 %, а на 2 с напряжение восстанавливалось. На рис. 9 показан фрагмент процесса, изображенного на рис. 8. Как следует из рис. 5–9, наброс, сброс нагрузки, провал и восстановление напряжения только кратковременно нарушают стабилизацию заданной скорости. Система является астатической по отношению к указанным воздействиям. Все вышесказанное относится к исходной нелинейной системе. Линейная модель, работая независимо, с высокой точностью воспроизводит изменение как токов, так и скорости во все моменты времени, кроме моментов сначкообразного изменения напряжения сети. Сказанное выше подтверждает возможность разрабатывать алгоритмы векторного управления асинхронным приводом с нелинейной моделью, работая с линейной моделью. При этом можно использовать хорошо разработанные простые линейные методы. Моделирование процессов с помощью линейной модели требует на порядок меньше времени, чем моделирование полной модели. Для предсказания поведения нелинейной системы при изменении приведенного момента инерции ротора на рис. 10 и 11 показаны 3 одновременно промоделированных процесса: с номинальным моментом инерции (кривые с индексом 1), в 2 раза большем (кривые с индексом 2) и в 2 раза меньшем (кривые с индексом 3). Результаты моделирования ***линейной*** системы свидетельствуют о робастности ***нелинейной*** системы по отношению к изменению приведенного момента инерции ротора.

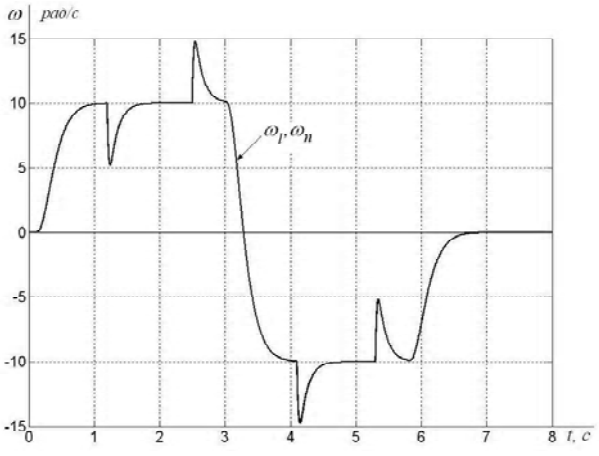


Рис. 5.

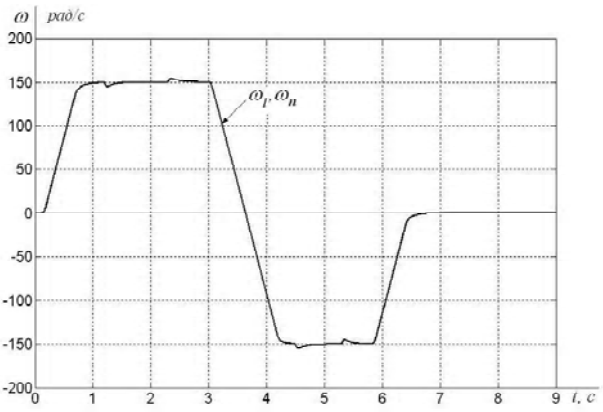


Рис. 6.

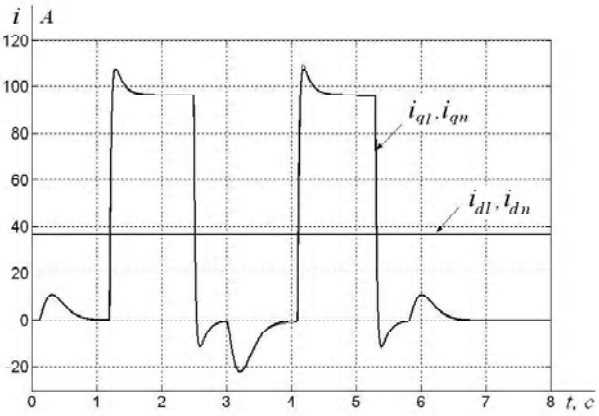


Рис. 7.

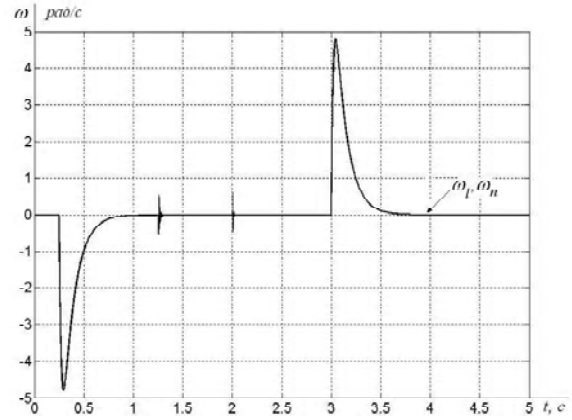


Рис. 8.

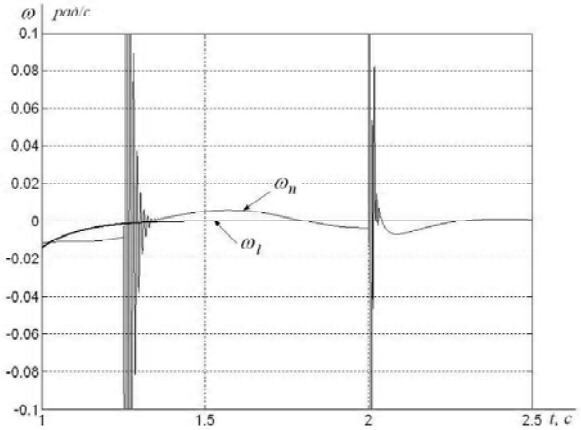


Рис. 9.

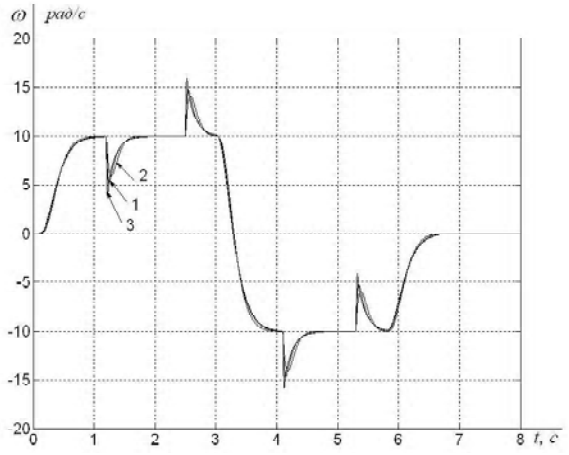


Рис. 10.

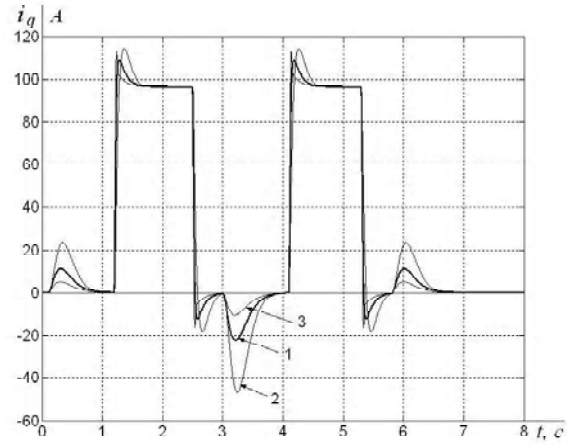


Рис. 11.

Выводы

Для системы векторного управления АД с нелинейной математической моделью составлена простая эквивалентная математическая модель, достаточно точно описывающая работу исходной системы во всех режимах работы. Эквивалентная система сохраняет свойство робастности исходной системы по отношению к неточности знания приведенного момента инерции ротора, нагрузки, трения, сопротивлений статора и ротора, неточности формирования электромагнитного момента, бросков напряжения сети питания, всех погрешностей преобразователя частоты (сопротивлений ключей, запаздываний их открытия и закрытия, мертвого времени, нелинейности эквивалентной характеристики), перекрестных связей между моментным и намагничивающим контурами тока. Простота и линейность эквивалентной системы позволяют синтезировать законы управления исходной нелинейной системы хорошо разработанными линейными методами с существенно меньшими затратами времени на моделирование. Это особенно важно при разработке систем управления сложными динамическими объектами с помощью асинхронных двигателей. Численное моделирование динамики исходной нелинейной и эквивалентной линейной систем показало хорошее совпадение переходных и стационарных процессов. Разработанные линейныеметоды управления с небольшими доработками можно применить для управления с помощью двигателей постоянного тока и синхронных двигателей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Синтез упрощенных структур двухмассовых электроприводов с нелинейной нагрузкой / [Акимов Л. В., Долбня В. Т., Клепиков В. Б., Пирожок А. В.]. – Харьков : НТУ «ХПИ» ; Запорожье : ЗНТУ, 2002. – 160 с.
2. Борцов Ю. А. Автоматизированный электропривод с упругими связями / Ю. А. Борцов, Г. Г. Соколовский. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – СПб. : Энергоатомиздат. Санкт-Петербург, 1992. – 288 с.
3. Li Y.-F. Sliding mode control of two-mass positioning systems / Y.-F. Li, B. Eriksson, J. Wikander // 14th World Congress of IFAC, Beijing, P.R. China, 1999. – P. 151–156.
4. Кузнецов Б. И. Синтез электромеханических систем со сложными кинематическими цепями / Кузнецов Б. И., Никитина Т. Б., Коломиец В. В. – Харьков:ХГИПУ, 2005. – 512 с.
5. Потапенко Е. М. Робастные алгоритмы векторного управления асинхронным приводом / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко. – Запорожье : ЗНТУ. – 2009. – 352 с.
6. Потапенко Е. Е. Синтез экстремального робастного управления асинхронным приводом / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко – Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. – 2000. – Ч. 6. – С. 34–37.
7. Потапенко Е. Е. Синтез и анализ компенсаторов контуров тока асинхронных электродвигателей / Е. Е. Потапенко, Е. М. Потапенко – Материалы 11-й международной конф. по автоматическому управлению «Автоматика-2004», т. 2.– Киев, 2004. – 49 с.
8. Потапенко Є. Є. Векторне керування асинхронними двигунами / Є. Є. Потапенко. – Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня канд. техн. наук – Харків : ХНУРЕ. – 2005. – 20 с.
9. Потапенко Е. М. Синтез робастных комбинированных регуляторов токовых контуров при векторном управлении двигателями переменного тока / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко – Проблемы управления и информатики. – 2006. – № 6. – С. 69–78.
10. Потапенко Е. М. Простая система векторного управления асинхронными двигателями с клеммными измерениями / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха. – Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків : НТУ «ХПІ». – 2005. – № 45. – С. 134–136.
11. Потапенко Е. М. Синтез инвариантных и адаптивных к изменению сопротивления статора алгорит-

мов векторного управления асинхронным двигателем / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 2. – С. 16–29.
12. Kubota H. DSP-based adaptive flux observer of induction motor / Kubota H., Matsuse K. and Nakano T. – IEEE Trans. on Industry Applications. – 1993. – Vol. 29, N 2. – P. 344–348.
13. Beguenane R. Induction motor thermal monitoring by means of rotor resistance identification / R. Beguenane, M. E. H. Benbouzid – IEEE Trans. on Energy Conversion. – 1999. – Vol. 14, N 3. – P. 566–570.
14. Franceschini G. A Genetic Algorithm Approach to Design Flux Observer for Induction Servo Motors / Franceschini G., Piazzi A., Tassoni C. – In Proc. IECON '94. Italy, Bologna. Sept., 1994. – 1994. – Vol. 3. – P. 2132–2136.
15. An extended model of induction machine for failure detection / [S. Ploix, O. Adrot, F. Kratz, C. Iung, J. Ragot]. – Preprints of IFIP / IFAC / IMACS Conf. On Control of Industrial Systems. – 1997. – Vol. 3/3. – P. 55–62.
16. Душинова Є. В. Новий метод оцінки потокозчеплення та синхронних швидкостей асинхронного двигуна / Є. В. Душинова, А.Є. Казурова, Е. М. Потапенко. – Вісник Кременчуцького державного університету. – Кременчук: КДУ. – 2010. – Випуск 4/ 2010, Ч. 2. – С. 37–40.

Стаття надійшла до редакції 17.06.2010

Потапенко Є. М., Душинова Є.В., Казурова А.Є., Дєєв С.Г. Лінійна динамічна модель асинхронного двигуна з векторним керуванням

Складена проста еквівалентна математична модель для системи векторного керування АД з нелінійної математичної моделлю, що досить точно описує роботу вихідної системи у всіх режимах роботи. Простота та лінійність еквівалентної системи дозволяють синтезувати закони керування вихідної нелінійної системи добре розробленими лінійними методами з істотно меншими витратами часу на моделювання. Чисельне моделювання динаміки вихідної нелінійної та еквівалентної лінійної систем показало добрий збіг перехідних і стаціонарних процесів.

Ключові слова: *модель, лінійність, керування.*

Potapenko E.M., Dushinova E., Kasurova A., Deev S. The linear mathematical model of induction drive with vector control

The simple equivalent mathematical model for system of vector control of induction drive with the nonlinear mathematical model, precisely enough describing work of initial system in all operating modes was made. Simplicity and linearity of equivalent system allow to synthesise laws of control of initial nonlinear system by well developed linear methods with essentially smaller expenses of time for simulation. Numerical simulation of dynamics initial nonlinear and equivalent linear systems has shown good coincidence of transitive and stationary processes.

Key words: *model, linearity, vector control.*

УДК 621.365.32:621.3.024

С. Т. Ярымбаш канд. техн. наук, И. М. Килимник канд. техн. наук,
Д. С. Ярымбаш канд. техн. наук

Запорожский национальный технический университет

ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ПЕЧНОЙ ПЕТЛИ ПЕЧИ ГРАФИТАЦИИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Предложена методика синтеза схемы замещения печной петли печи графитации для оценки токораспределения в ее элементах, активных потерь и показателей энергоэффективности системы. Выполнено сравнение результатов моделирования с экспериментом.

Ключевые слова: *метод синтеза, печная петля, печь графитации, токораспределение, активные потери, энергоэффективность.*

В настоящее время для обновления металлургической промышленности Украины требуется поиск новых решений в области энергоресурсосбережения. Производство электродной продукции является весьма энергозатратным, а ее конкурентоспособность на внутреннем и мировом рынках напрямую зависит от уровня

© С. Т. Ярымбаш , И. М. Килимник , Д. С. Ярымбаш 2010 р.

качества и энергоемкости. Поэтому, с учетом тенденции роста тарифов на электроэнергию, необходимо уделять особое внимание поиску новых путей повышения энергоэффективности.

В технологическом цикле производства электродной продукции наиболее энергозатратным является технологический процесс графитации, который, как правило, проводится в печах графитации Ачесона [1]. Продолжительность этого процесса достигает 30 – 40 часов, а электрическая мощность – 10–11 МВт. Подвод этой мощности к керну осуществляется через печную петлю, которая подключается к главному шинному пакету и включает торцевые и боковые ошиновки.

Существующие конструктивные исполнения ошиновок печей графитации переменного тока не удовлетворяют в полной мере требованиям энергоэффективности и снижения затрат электроэнергии [1]. Известные работы в этой области относятся к исследованию отдельных элементов технологического комплекса и не позволяют в достаточном объеме оценить влияние эксплуатационных, конструктивных и технологических факторов, что затрудняет разработку высокоэффективных технических решений [2, 3].

С учетом больших капитальных затрат на реконструкцию сильноточных сетей графитировочных печей возникает потребность в проведении исследований их электрических параметров и распределения токов в ошиновках на базе математических и масштабных моделей, что может существенно сократить затраты на разработку уточненной методики оценки энергоэффективности при модернизации ошиновок промышленных печей. При этом важным требованием следует считать согласованность подходов, как для масштабной модели, так и для промышленной печи. Таким образом, имеется возможность существенно сократить затраты и ускорить внедрение новых разработок в производство.

Целью работы является синтез схемы замещения для уточненной оценки токораспределения в элементах печной петли печи графитации переменного тока.

Исследования и анализ электрических процессов в элементах короткой сети печи графитации переменного тока при графитации электродных изделий (рис. 1) целесообразно выполнять на основе адекватно отображающей ее схемы замещения. При синтезе схемы замещения печной петли торцевые и боковые ошиновки печи графитации можно представить как систему сложных пространственных электрически и магнитно связанных контуров, которые образованы шинами прямоугольного и кольцевого сечения (рис. 2), что обуславливает необходимость определения, кроме активных сопротивлений элементов печной петли, их собственной и взаимной индуктивности (рис. 2).

При этом участки печной петли (отводов от главного шинопакета – индекс «гшп», ошиновок переднего торца – индекс «пт» и заднего торца – индекс «зт», бокового шинопакета – индекс «бшп» или керна – индекс «керн») могут быть представлены соответствующими ветвями схемы, в которые включаются активные сопротивления (R), индуктивные сопротивления самоиндукции ($j\omega L$) и источники э.д.с. $\left(\dot{E}\right)$, наведенные переменными электромагнитными полями других токоведущих элементов ошиновок и пропорциональные действующим значениям токов в них.

Для нахождения параметров схемы замещения применение численных методов для реализации пространственных полевых моделей весьма затруднительно из-за значительных затрат времени и вычислительных ресурсов, что обусловлено существенными различиями геометрических размеров и электромагнитных свойств керна печи и элементов ошиновок печной петли. Это требует применения упрощенных подходов, обладающих достаточной точностью и простотой описания модели, например, на основе комбинации методов участков и средних геометрических расстояний, эффективность и точность которых подтверждается известными исследованиями [4, 5].

Для оценки параметров схемы замещения, как показано в работе [6], можно принять следующие допущения: магнитная проницаемость проводников и окружающей их среды одинакова и не зависит от напряженности магнитного поля; значения потокосцепления само- и взаимоиндукции пропорциональны обуславливающим их токам; индуктивность и взаимоиндуктивность контуров не зависит от токов и определяется их формой и геометрическими размерами, магнитной проницаемостью проводников и окружающей их среды, а также характером распределения тока по сечению проводников; собственную индуктивность контура можно считать величиной существенно положительной; значения взаимной индуктивности, обуславливающие воздействие двух контуров друг на друга, равны и зависят от расположения контуров в пространстве.

В соответствии с этими допущениями токи в контурах печной петли (рис. 1) можно представить как совокупность элементарных токов di (токовых нитей) [6]. Тогда магнитный поток Ф, сцепляющийся с какой-либо из токовых нитей di', можно определить как совокупность потоков взаимной индукции, которые создаются другими нитями di'' и установить величину потокосцепления контура [7]:

$$\Psi = \frac{1}{i}\int\int \overline{M} di'' di', \qquad (1)$$

где $\overline{M}$ – взаимная индуктивность нитей di' и di''.

Собственная индуктивность контура n и взаимная индуктивность контуров m и n описываются соотношениями вида

$$L_n = \Psi_{L,n} / i_n ; \qquad (2)$$

$$M_{m,n} = \Psi_{M\,n} / i_m ;\ M_{n,m} = \Psi_{M\,m} / i_n ;$$

$$M_{m,n} = M_{n,m} ;\ m \neq n , \qquad (3)$$

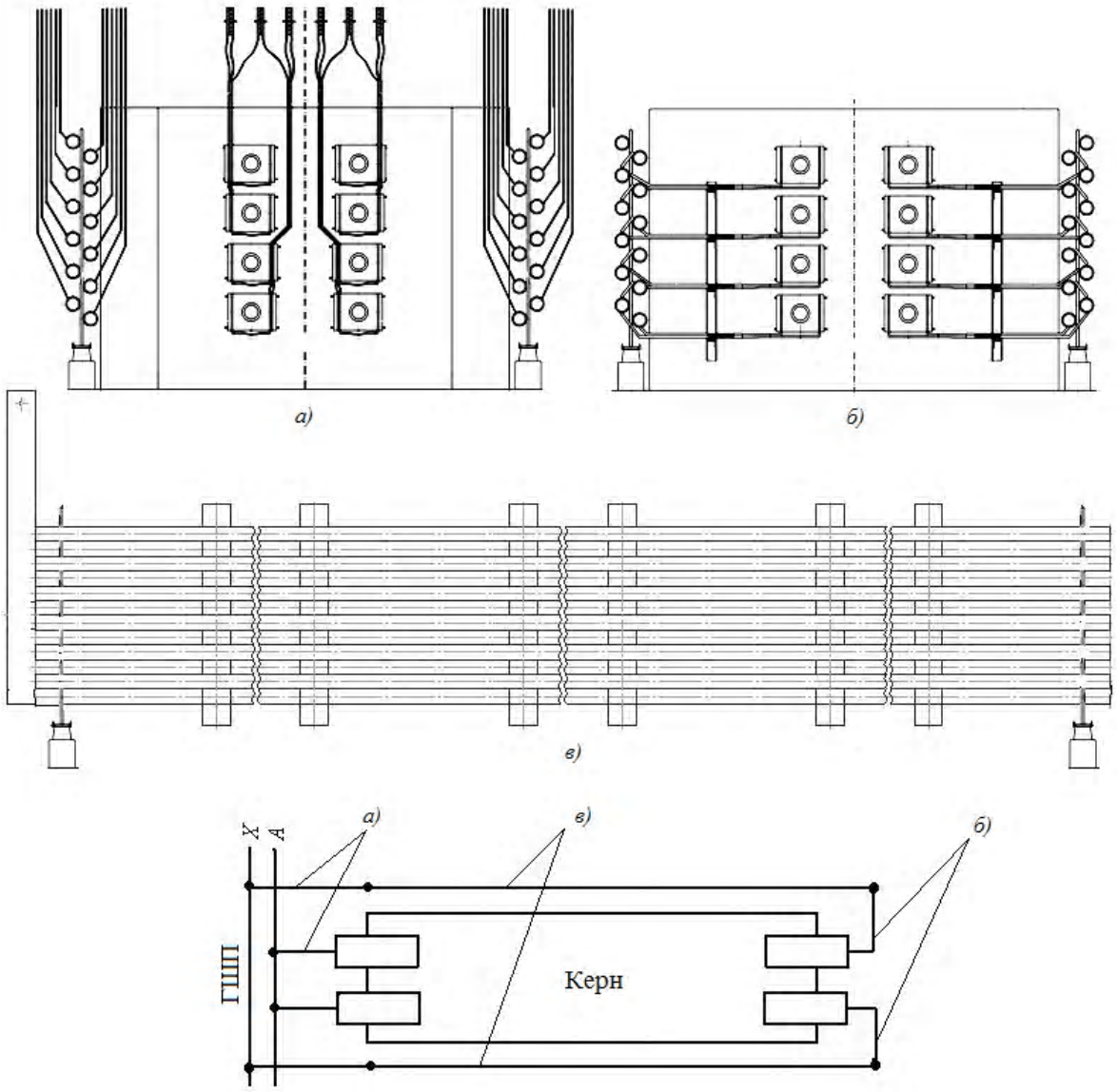


Рис. 1. Печная петля печи графитации переменного тока:

а – ошиновка переднего торца и шины от ГШП к боковому шинопакету, *б* – ошиновка заднего торца, *в* – боковой шинопакет

где $\Psi_{L,n}$ –потокосцепление самоиндукции контура n, $\Psi_{M\,m}$, $\Psi_{M\,n}$, i_m, i_n – потокосцепления взаимной индукции и токи в контурах m и n.

Поэтому соотношения (2), (3) с учетом (1) могут быть преобразованы к виду

$$L_n = \frac{1}{i_n^{\,2}} \int_{i_n} di' \int_{i_n} \overline{M} di'', \tag{4}$$

$$M_{m,n} = M_{m,n} = \frac{1}{i_m i_n} \int_{i_m} di' \int_{i_n} \overline{M} di'', \tag{5}$$

где, в соответствии с [6],

$$\overline{M} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{l'} \oint_{l''} \frac{dl' dl''}{D} \cos \vartheta, \tag{6}$$

dl' и dl'' – элементы длины нитей токов i и i''; D и ϑ – расстояние и угол между этими элементами.

Для численной реализации соотношения (6) целесообразно использовать метод участков [6], когда элементы контура в ошиновке печной петли разбиваются на отдельные участки, как это показано на примере плети ошиновки переднего торца (рис. 3).

В этом случае при определении собственной и взаимной индуктивности ошиновок двойной интеграл в

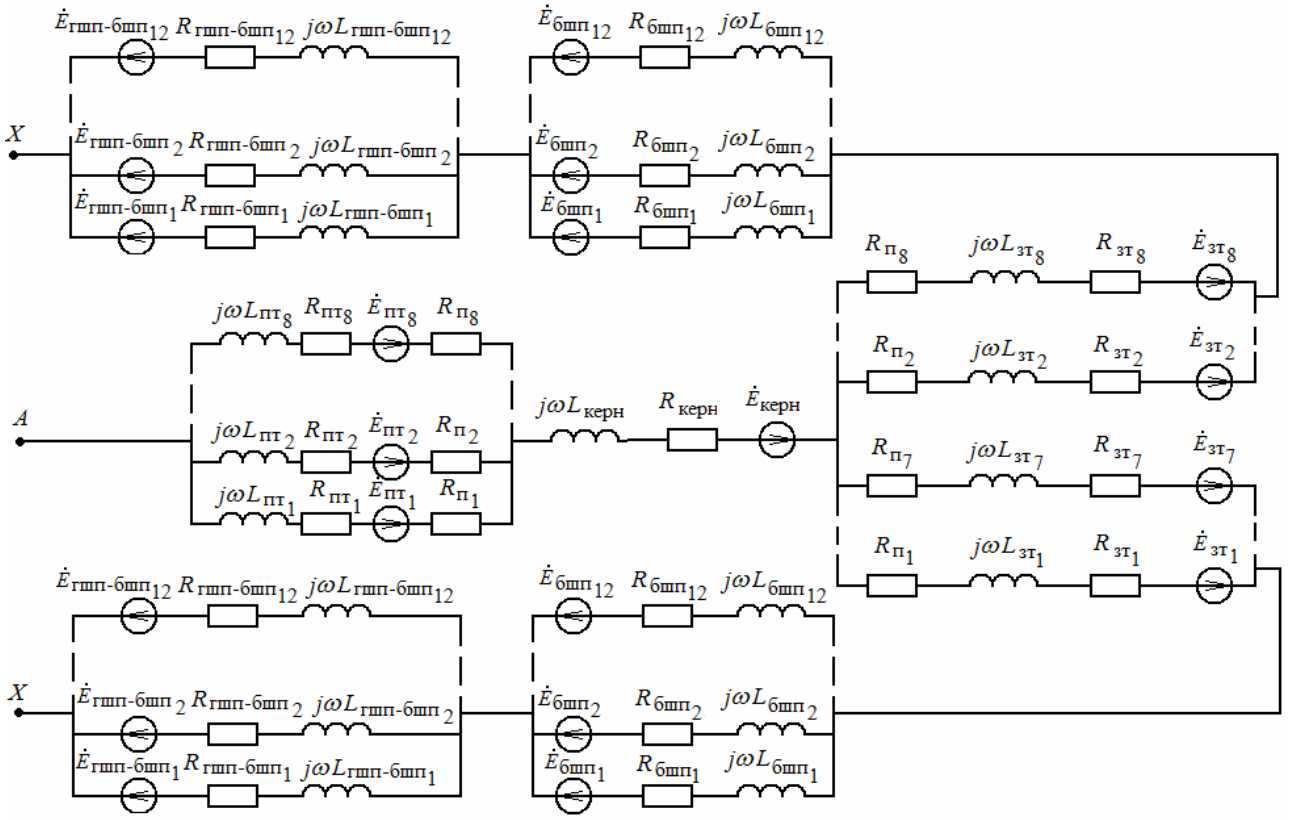


Рис. 2. Схема замещения печной петли

соотношении (6) можно заменить двойной суммой интегралов по этим линейным участкам. Таким образом, собственная индуктивность n-го контура ошиновки, состоящего из n_l участков, будет определена в виде [6]

$$L = \sum_{k=1}^{n_l} L_k + \sum_{k=1}^{n_l}\sum_{i=1}^{n_l} M_{ki}\,, \qquad (7)$$

а взаимная индуктивность двух (m, n) контуров, состоящих из n_l и m_l участков

$$M = \sum_{k=1}^{n_l}\sum_{i=n_l+1}^{n_l+m_l} M_{ki}. \qquad (8)$$

Определение собственной индуктивности и взаимной индуктивности линейных участков осуществляется на основе принципа среднегеометрических расстояний [8], когда собственная индуктивность шин постоянного сечения (при неравномерном распределении плотности тока) может быть представлена как взаимная индуктивность соответствующих эквидистантных нитей, отстоящих на расстояние друг от друга, равно периметру поперечного сечения шины от самой себя. Взаимная индуктивность двух плоских эквидистантых контуров принимается равной взаимной индуктивности двух тонких проводников, расположенных на кратчайшем расстоянии, идентичном среднему геометрическому расстоянию для ближайших поперечных сечений контуров [6].

Таким образом, согласно [8]

$$L_k = l_k F_k \cdot 10^{-7}\,, \qquad (9)$$

где $F_k = f(g_k/l_k)$,

$$g_k = k\left(b_k + c_k\right) \qquad (10)$$

– для участков торцевых и боковых ошиновок прямоугольного сечения $\left(b \times c\right)$,

$$g_k = r_н + \exp\left[-\frac{r_{внk}^4}{\left(r_{н\,k}^2 - r_{внk}^2\right)^2}\ln\frac{r_{нk}}{r_{внk}} + \frac{1}{4}\frac{3r_{внk}^2 - r_{н\,k}^2}{r_{н\,k}^2 - r_{внk}^2}\right] \qquad (11)$$

– для трубчатых участков боковых ошиновок с внутренним $r_{вн}$ и наружным $r_н$ радиусами, l_k – длина k-го участка [6].

Расчеты ЭДС взаимной индуктивности участков торцевых и боковых ошиновок выполняются с учетом особенностей их взаимного расположения в пространстве. Если участки боковых шинопакетов параллельны друг другу, то участки ошиновок переднего и заднего торцов могут располагаться в пространстве как параллельно, так и под углом друг к другу (рис. 4).

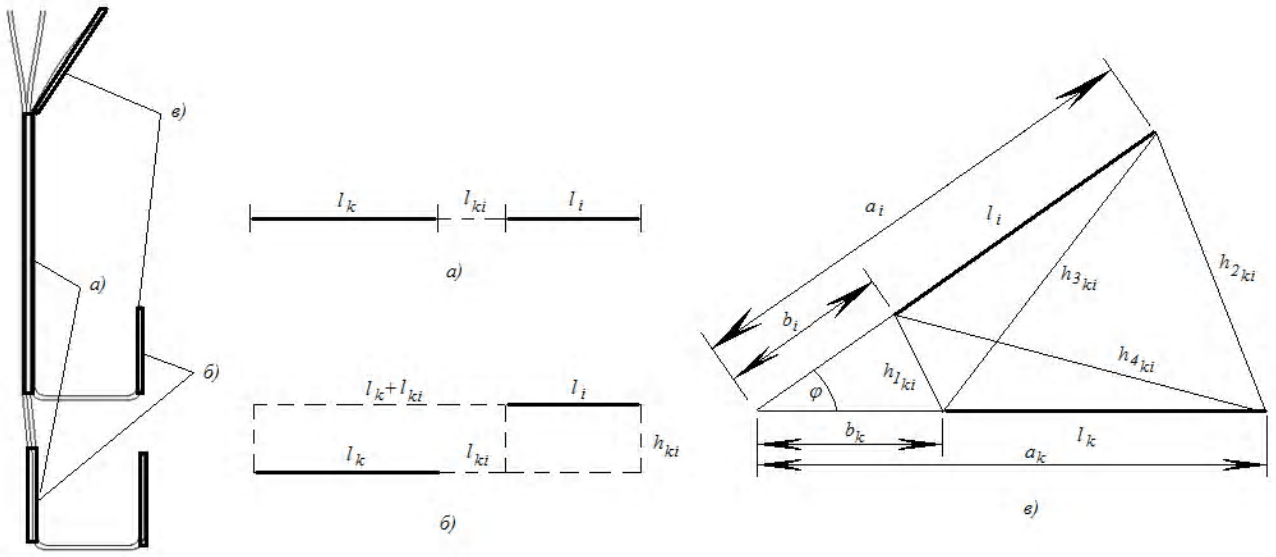


Рис. 3. Варианты (случаи) расположения участков ошиновок:

а – на одной прямой; *б* – параллельно друг другу, *в* – под углом друг относительно друга

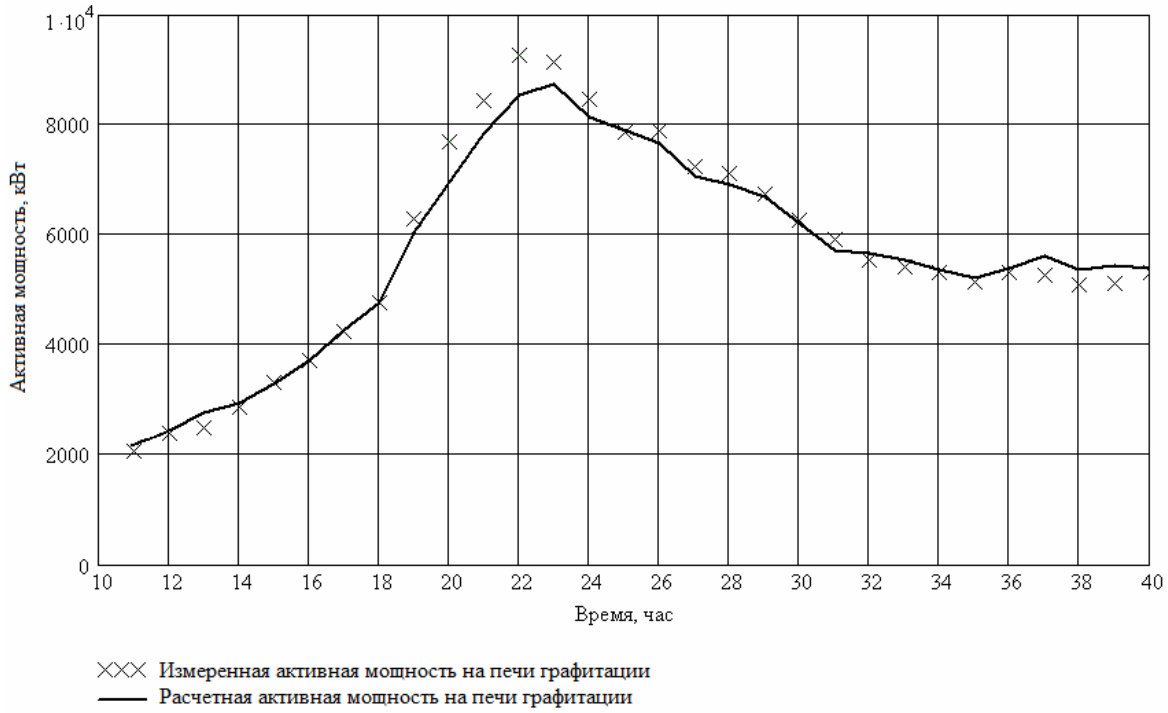


Рис. 4. Активная мощность на печи графитации

В первом случае для расчета взаимной индуктивности между двумя параллельными участками печной петли (рис. 3, *а*) можно применить соотношение вида [8]

$$M_{ki}=\frac{\mu_0}{4\pi}[(l_k+l_{ki}+l_i)\ln((l_k+l_{ki}+l_i)+\sqrt{(l_k+l_{ki}+l_i)^2+h_{ki}^2})-$$
$$-(l_k+l_{ki})\ln((l_k+l_{ki})+\sqrt{(l_k+l_{ki})^2+h_{ki}^2})-(l_{ki}+l_i)\ln((l_{ki}+l_i)+$$
$$+\sqrt{(l_{ki}+l_i)^2+h_{ki}^2})+l_{ki}\ln(l_{ki}+\sqrt{d^2+h_{ki}^2})-\sqrt{(l_k+l_{ki}+l_i)^2+h_{ki}^2}+$$
$$+\sqrt{(l_k+l_{ki})^2+h_{ki}^2}+\sqrt{(l_{ki}+l_i)^2+h_{ki}^2}-\sqrt{l_{ki}^2+h_{ki}^2}. \quad (12)$$

Для участков ошиновок, расположенных на одной прямой (рис. 3, *б*), выражение (12) можно упростить до вида

$$M_{ki}=\frac{\mu_0}{4\pi}[(l_k+l_i+l_{ki})\ln(l_k+l_i+l_{ki})+l_{ki}\ln l_{ki}-$$
$$-(l_k+l_{ki})\ln(l_k+l_{ki})-(l_i+l_{ki})\ln(l_i+l_{ki})]. \quad (13)$$

В первом случае, для участков ошиновок, расположенных в пространстве под углом друг относительно друга (рис. 3, *в*), взаимная индуктивность может быть определена выражением [8]

$$M_{ki} = \frac{\mu_0}{2\pi}\cos\varphi(a_k Arth\frac{l_i}{h_{2ki}+h_{4ki}} + a_i Arth\frac{l_k}{h_{2ki}+h_{4ki}} - b_k Arth\frac{l_i}{h_{1ki}+h_{3ki}} - b_i Arth\frac{l_k}{h_{1ki}+h_{3ki}}), \quad (14)$$

где $h_{1ki}, h_{2ki}, h_{3ki}, h_{4ki}$ – расстояния, показанные на рис. 3, *в*.

ЭДС взаимной индукции для участков ошиновок, согласно [7], определяется выражением

$$\dot{E}_k = j\omega\sum_{i=1}^{n_l} M_{ki}\dot{I}_i . \quad (15)$$

При расчете активных сопротивлений ветвей схемы замещения (участков печной петли) учитываются добавочные потери, обусловленные неравномерным распределением плотности тока в поперечных сечениях керна печи и ошиновок, и, согласно [7], вводится коэффициент добавочных потерь. В этом случае

$$R_k = \rho\frac{l_k}{S_k}k_\partial , \quad (16)$$

где ρ – удельное сопротивление, l, S – длина и площадь поперечного сечения участка.

Для исследования распределения токов в ошиновках печной петли по схеме замещения (рис. 2) и описаниям параметров ее ветвей в соответствии с (7)–(15) применялся метод узловых потенциалов, позволивший редуцировать эту задачу к решению системы алгебраических уравнений и применить стандартные программы для его реализации. Затраты времени на численную реализацию не превышают нескольких минут.

Для оценки достоверности и точности предложенной методики расчета были проведены экспериментальные исследования на масштабной модели (1:10) печной петли печи графитации переменного тока (рис. 5). При этом в качестве керна печи применялся графитовый блок, что соотвествовало условию минимума сопротивления керна и, следовательно, максимальной мощности процесса графитации. Следует отметить, что применение для исследований масштабных моделей с масштабом 1:10 существенным образом изменяет соотношение электрических параметров и характеристик взаимодействия элементов печной петли. При таком масштабировании сила тока в элементах модели уменьшается в 100 раз по отношению к силе тока в реальной графитировочной печи. Активные составляющие сопротивлений моделей ошиновок и керна увеличиваются в 10 раз, в то время как реактивные индуктивные и взаимоиндуктивные составляющие уменьшаются в 10 раз. Таким образом, соотношение активных и реактивных составляющих сопротивлений ветвей масштабной модели с масштабом 1:10 изменяется от 100 до 1000 раз по отношению к промышленной печи.

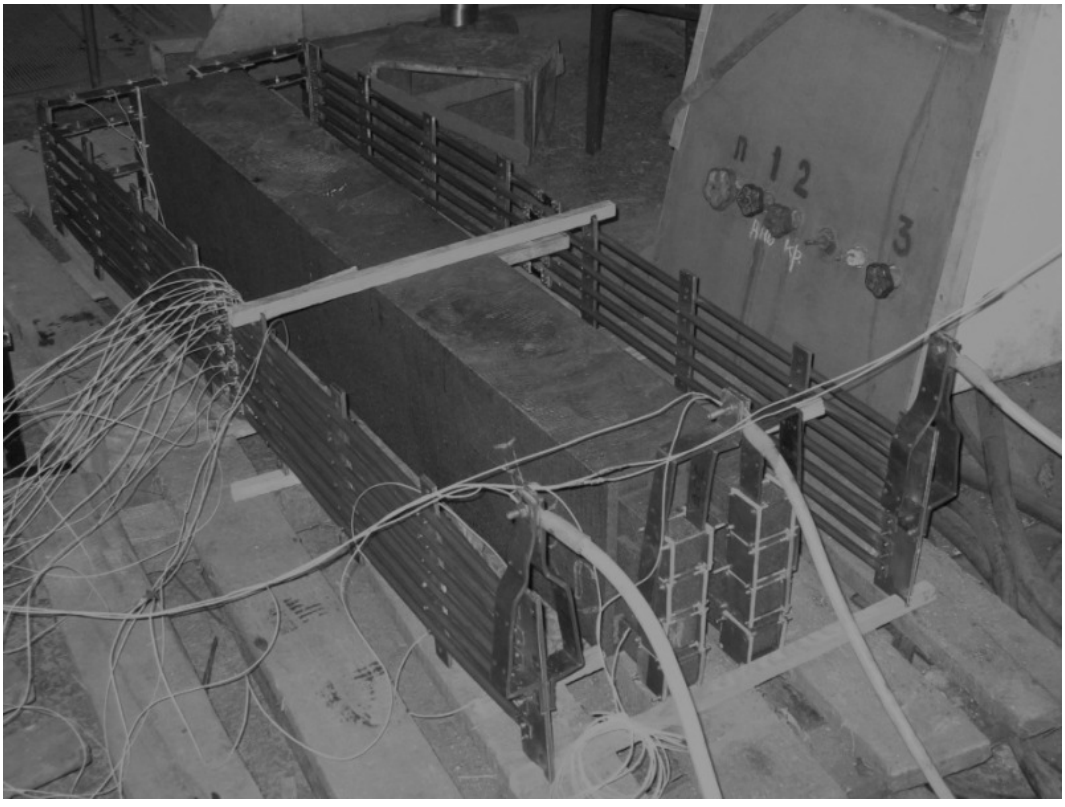


Рис. 5. Масштабная модель печной петли печи графитации переменного тока

Распределение токов в параллельных ветвях ошиновок и, прежде всего, в боковом шинопакете определяется соотношением активных сопротивлений, что при условии их равенства приводит к выравниванию токораспределения по этим ветвям. Поэтому оценить влияние реактивных индуктивных и взаимоиндуктивных связей на сопротивления ошиновок модели печной петли по общепринятым методикам измерения действующих значений напряжений, токов и активной мощности невозможно.

Это потребовало применения специальной методики регистрации и обработки результатов измерений на основе измерительного комплекса, позволяющего измерять с заданным тактом и шагом мгновенные значения переменных токов и падение напряжения на отдельных участках печной петли, обеспечивающего передачу данных на компьютер высокого уровня для высокоточной аппроксимации дискретных сигналов во времени [9].

На основе массивов дискретных мгновенных данных измерений рассчитывались осциллограммы токов и падения напряжения, их действующие значения, амплитуды и сдвиги по фазе.

При сравнении данных экспериментальных исследований на масштабной модели с расчетными данными было установлено, что при определении распределения токов (действующие значения) по трубам боковых ошиновок максимальная относительная погрешность, которая наблюдалась для токов крайних (верхней и нижней) труб, не превысила 2,3 %. При этом фазовый сдвиг токов в параллельных трубах боковой ошиновки относительно друг друга не превысил 0,25–0,34 эл. градуса. Действующее значение тока в керне составило 494 А, а расчетное – 473 А (относительная погрешность – 4,2 %), при действующем значении падения напряжения на керне: 340,3 мВ – по данным измерений и 326,6 мВ – по результатам расчетов. Сдвиг по фазе между током керна и напряжением на отводах составил соответственно 17,4 эл. градуса (на масштабной модели) и 21,2 эл. градуса (по расчетам) при действующем значении напряжения на отводах модели, равном 430 мВ. Эти данные подтверждают достаточно высокую точность и достоверность предложенной методики для определения параметров схемы замещения на основе методов участков и средних геометрических расстояний.

Экспериментальная проверка на промышленной печи графитации показала, что относительная токовая погрешность для токоподводов переднего торца не превысила 6,2 %, заднего торца – 5,8 %, относительная погрешность для падения напряжения в керне печи с токоподводами составила 5,1 %, для активной мощности, выделяющейся в керне – 7,9 % (рис. 5). Это было достигнуто путем введения корректирующих коэффициентов при расчете составляющих сопротивлений, учитывающих влияние температурных режимов работы ошиновок в процессе графитации, а также результаты исследований электротеплового состояния печи графитации и ее керна [2].

Таким образом, предложенная методика на основе методов электрических цепей и среднегеометрических расстояний позволяет с высокой точностью выполнить расчет печной петли, распределения токов по параллельным участкам ошиновок и в керне, фазовые сдвиги между токами и напряжениями, а, следовательно, активные потери в них и показатели энергоэффективности системы.

Достаточная точность и высокая вычислительная эффективность обеспечивают возможность применения соотношений этой методики в системе ограничений при оптимизации процесса графитации, систем компенсации реактивной мощности и для разработки новых технических решений по модернизации печной петли и снижения затрат на компенсацию перетоков реактивной мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ярымбаш Д. С. Особенности контроля электрических параметров, мощности и энергопотребления во время кампании графитации в печи переменного тока / Д. С. Ярымбаш, С. Т. Ярымбаш, О. В. Тютюнник // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – Кременчук : КДПУ, 2006. – Вип. 3/2006(38), – С. 53–55.
2. Применение численного моделирования для совершенствования процесса графитации электродной продукции в печах Ачесона / [Е. Н. Панов, С. В. Кутузов, О. Ю. Уразлина и др.] // Сб. докладов XII Международной конф. «Алюминий Сибири – 2006» 5–7 сентября 2006 г. – Красноярск, 2006. – С. 373–380.
3. Методика экспериментальных исследований тепловых режимов и построения энергобалансов печей графитации / [Е. Н. Панов, И. Л. Шилович, С. В. Кутузов и др.] // Доклады научно-технической конференции «Электротермия–2004», 1–4 июня 2004 г. – г. Санкт-Петербург, 2004. – С. 106–117.
4. Земан С. Особенности работы высокочастотного трансформатора в схеме последовательного резонансного инвертора / С. Земан, А. Осипов, О. Сандырев // Силовая электроника. – М., 2007. – № 1. – С. 36–42.
5. Мирзаабдулаев А. О. Возможности физического моделирования наведенного напряжения на воздушных линиях / А. О. Мирзаабдулаев, Б. П. Папков // Энергоэффективность : опыт, проблемы, решения. – Нижний Новгород : Нижегородский инвестиционный центр энергоэффективности, 2005. – Вып. 1. – С. 28–32.
6. Калантаров П. Л. Расчет индуктивностей : справ. кн. / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. – [3-е изд.] – Л. : Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.

7. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле / Л. А. Бессонов. – М. : Высшая школа, 2003. – 317 с.
8. Короткие сети и электрические параметры дуговых электропечей : справочник. / [Данцис Я. Б., Кацевич Л. С., Жилов Г. М. и др.]. – [2-е изд.]. – М. : «Металлургия», 1987. – 320 с.
9. Килимник И. М. Повышение эффективности обработки информации при регистрации контролируемых параметров в системах автоматического управления / И. М. Килимник, Д. С. Ярымбаш // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. – 2007. – № 1(17). – С. 68–73.

Стаття надійшла до редакції 13.07.2010 р.

Яримбаш С. Т., Килимник І. М., Яримбаш Д. С. Особливості визначення параметрів електричної схеми заміщення пічної петлі печі графітації змінного струму
Запропоновано методику синтезу схеми заміщення пічної петлі печі графітації для оцінки струморозподілу в її елементах, активних втрат та показників енергоефективності системи. Виконано порівняння результатів моделювання з експериментом.
Ключові слова: *метод синтезу, пічна петля, піч графітації, струморозподіл, активні втрати, енергоефективність.*

Yarymbash S., Kylymnyk I., Yarymbash D. Specific determination of equivalent circuit parameters in the furnace loop of the AC graphitizing furnace
The method of equivalent circuit synthesis proposed for the graphitizing furnace loop permits to assess current distribution in its elements, resistance loss and energy efficiency of the system. Simulation and experimental results are compared.
Key words: *method of synthesis, furnaces loop, graphitizing furnace, current distribution, resistance loss, energy efficiency.*

УДК 621.314

А. А. Шавёлкин, канд. техн. наук

Донецкий национальный технический университет

ГИБРИДНЫЙ МНОГОУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ ЧЕТЫРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрены основные принципы реализации гибридного многоуровневого преобразователя частоты на базе четырехуровневого инвертора напряжения с »реактивной ячейкой» в выходных фазах при соотношении уровня напряжения в звене постоянного тока базового инвертора и «реактивной ячейки» 3:1. Приведены результаты моделирования предложенных решений.

Ключевые слова: *несимметричный гибридный многоуровневый инвертор, релейный регулятор, реактивная ячейка, предварительная модуляция.*

Введение

В настоящее время применительно регулируемого электропривода среднего напряжения (6-10кВ) наиболее полно соответствуют стандартам многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). Вместе с тем, существует известное противоречие: высокие показатели вход-выход достигаются при сложной схеме (каскадный МПЧ на напряжение 6кВ имеет 60 или 72 IGBT и трансформатор с 15 или 18 комплектами вторичных обмоток) и соответствующей стоимости, что оправдано только при мощностях свыше 2МВт. Наиболее распространенный, простой и относительно недорогой вариант МПЧ базируется на схеме трехуровневого автономного инвертора напряжения (ТАИН) [1]. Качество их выходного напряжения не соответствует стандарту, и предполагает использование громоздких фильтров.

Поэтому актуальной проблемой является поиск компромиссных решений, обеспечивающих высокие энергетические показатели при минимизации схемных решений, что способствует повышению эффективности применения МПЧ.

© А. А. Шавёлкин 2010 р.

Компромиссное решение связывают с применением гибридных схем [1–5], которые обычно базируются на схеме ТАИН с дополнительными однофазными мостовыми автономными инверторами напряжения (ДАИН) в выходных фазах. Наибольшие возможности гибридных МПЧ (ГМПЧ) достигаются при различных напряжениях базового ТАИН и ДАИН. Если исключить потребление активной мощности от ДАИН, он может использоваться без источника [1–5] как «реактивная ячейка» (РЯ). Обмен реактивной мощностью с нагрузкой обеспечивает конденсатор на входе ДАИН. Решения с ДАИН в режиме РЯ при соотношении напряжений одного уровня источника базового ТАИН и ДАИН 3:1 рассматриваются в [1–5]. Однако качество выходного напряжения ГМПЧ не дотягивает до стандарта и при максимальной амплитуде значение коэффициента гармоник (THD) составляет порядка 9 %. При использовании существующих приборов с напряжением до 6,5 кВ возможности ГМПЧ на базе ТАИН также ограничены по выходному напряжению до 4,16 кВ. Повышение напряжения предполагает последовательное соединение ключей.

Для задания режима РЯ используется модуляция задания третьей гармоникой [4] или модуляция третьей и девятой гармоникой [1]. В [3] рассматривается векторная ШИМ с использованием дублирующих (избыточных) состояний пространственного вектора напряжения. В [2] рассматривается реализация «реактивной ячейки» как последовательного активного фильтра. Все решения предполагают использование ШИМ для базового ТАИН и РЯ. Однако высоковольтные полупроводниковые приборы имеют значительные потери на переключение, что делает неэффективным использование метода ШИМ.

Последовательного соединения ключей при напряжении 6 кВ можно избежать при использовании в качестве базового четырехуровневого инвертора (ЧАИН), в схеме которого 18 ключей (в базовой схеме ТАИН 12 ключей). Использование кратности напряжений одного уровня ЧАИН и РЯ 3:1 позволяет увеличить количество уровней выходного напряжения МПЧ и улучшить его качество. Возможность уменьшения количества переключений ключей при использовании квантования по уровню показана в [5].

При практической реализации ГМПЧ на базе ЧАИН также возникает ряд проблем, которые нуждаются в исследованиях и проработке. Это связано с особенностью схемы ЧАИН, в которой отсутствует нулевой вывод источника и касается задания режима работы РЯ, структуры звена постоянного тока, методики расчета параметров схемы.

Цель работы

Исследование возможностей реализации ГМПЧ на базе ЧАИН с каскадным включением РЯ в выходных фазах.

При этом необходимо решить следующие задачи:

- разработать математическую модель и сформулировать принципы задания режима работы ДАИН при минимуме переключений ключей ЧАИН;
- исследовать принципы реализации звена постоянного тока для обеспечения качества входного тока МПЧ;
- разработать методику расчета параметров схемы;

Изложение основного материала

Схема фазы ГМПЧ с ДАИН на выходах базового ЧАИН приведена на рис. 1. Звено постоянного тока включает три источника постоянного тока (ИПТ) – выпрямители с питанием от изолированных обмоток трансформатора. Принимаем напряжение РЯ $U = 1$, соответственно, один уровень напряжения ЧАИН $3U = 3$. С учетом этого выходное напряжение фазы МПЧ может принимать значение (относительно зажима ЧАИН 0) от -1 до 10.

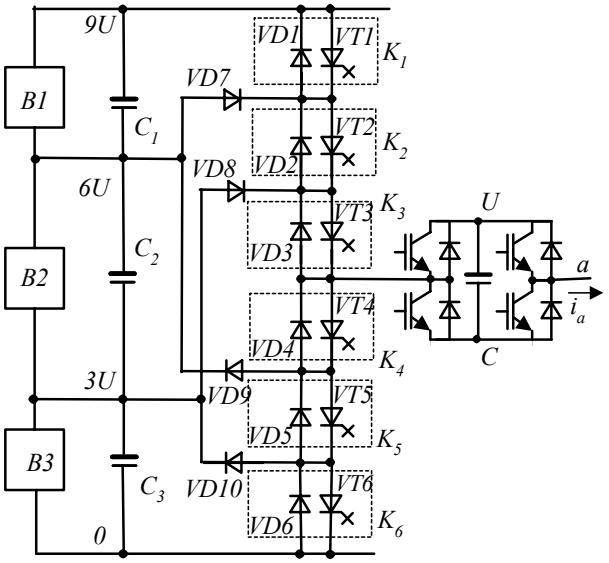


Рис. 1. Фаза ГМПЧ

Чтобы обеспечить симметрию загрузки элементов схемы, формируемое напряжение рассматриваем относительно искусственной средней точки, которая соответствует половине общего напряжения ИПТ, т.е. (3 + 1,5)U=4,5U. При этом максимальное количество уровней напряжения фазы МПЧ составит 11, что эквивалентно схеме каскадного МПЧ с 5 АИН на фазу при 60 ключах в схеме (МПЧ типа «Perfect Harmony»).

Использование РЯ ограничивает возможности МПЧ по напряжению. Активная мощность передается ЧАИН и определяется первой гармоникой его выходного напряжения. Предельное значение амплитуды первой гармоники напряжения МПЧ при трех уровнях (0,±(3+1,5)U) составляет [6]: $A_{m1} = U_{m(1)} = \frac{4}{\pi} 4{,}5U \cos(\frac{\pi}{12}) = 5{,}53U$.

При выходном линейном напряжении $U_{Л}$= 6 кВ ам-

плитуда фазного $U_{фm}$=4898 В. Соответственно при A_{m1}=5,2Uзначение U= 4898/5,2 = 942В, 3U= 2826 В. Таким образом, в РЯ можно использовать IGBT на 1,7кВ или 2,5кВ, в ЧАИН приборы класса 5,5–6,5кВ.

Рассмотрим реализацию принципа квантования по среднему уровню (рис. 2). Напряжение задания $u_{ЗАД1} = (u_{ЗАД})sign(u_{ЗАД})$ сравнивается по уровню с напряжениями квантования U_{KBi}= 0, 1, 2, 3, 4, 5. По достижению соответствующего значения (углы θ_0= 0, θ_1, θ_2, θ_3, θ_4, θ_5) осуществляется переход на очередной уровень. Приведем каждому уровню в соответствие логические переменные U_0, U_1, U_2, U_3, U_4, U_5. Напряжение ЧАИН принимает три значения 0, 3, 6, 9, которым соответствуют логические переменные M_0, M_1, M_2, M_3.

Напряжение РЯ можно представить как:

$$u_1 = [-(U_0 \wedge \overline{U}_1) + (U_2 \wedge \overline{U}_3) - \\ -(U_3 \wedge \overline{U}_4) + U_5]sign(u_{ЗАД}). \quad (1)$$

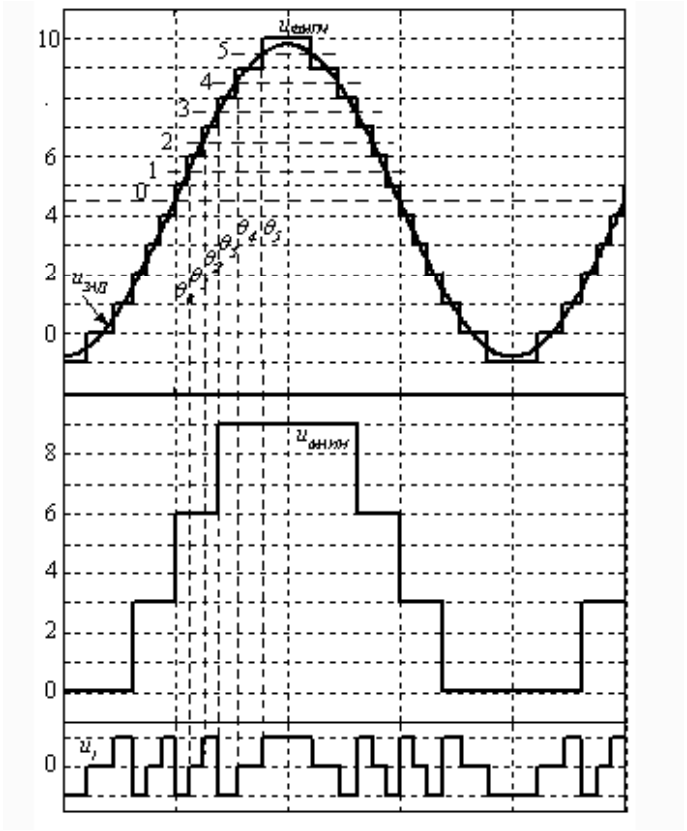


Рис. 2. Принцип формирования выходного напряжения фазы ГМПЧ

Приведем функции $sign(u_{ЗАД})$ в соответствие логическую переменную $S1$. Тогда для логических переменных описывающих состояние ЧАИН получаем:

$$M_2 = U_0 \wedge \overline{U}_3 \wedge S_1, M_3 = U_3 \wedge S_1, \; M_1 = U_0 \wedge \overline{U}_3 \wedge \overline{S_1}. \quad (2)$$

Для обеспечения на выходе ЧАИН каждого из 4 уровней необходимо обеспечить отпирание соответствующей комбинации ключей в фазе (рис.1):

- нулевому уровню M_0 соответствует отпирание $K4$, $K5$, $K6$;
- первому уровню (3U) M_1 – $K3$, $K4$, $K5$;
- второму уровню (6U) M_2 – $K2$, $K3$, $K4$;
- третьему уровню (9U) M_3 – $K1$, $K2$, $K3$;

Сигналы управления для ключей ЧАИН:

$$g_1 = M_3, g_2 = M_3 \vee M_2,$$
$$g_3 = M_3 \vee M_2 \vee M_1, g_5 = M_1 \vee M_0,$$
$$g_4 = M_2 \vee M_1 \vee M_0, g_6 = M_0. \quad (3)$$

Рассмотрим использование модуляции задания 3-й и 9-й- гармониками. При этом:

$$u_{ЗАД} = A\sin\theta + A_3\sin3\theta + A_9\sin9\theta, \quad (4)$$

где $\theta = \omega t$, ω– угловая частота основной (первой) гармоники выходного напряжения, A, A_3, A_9 – амплитуды первой, 3-й- и 9-й- гармоник.

Активная мощность P_1, передаваемая ДАИН при синусоидальном выходном токе определяется первой гармоникой его напряжения $u_{1(1)}$. Равенство P_1 = 0 предполагает $u_{1(1)}$=0.

Математическая модель фазы МПЧ разработана с учетом следующих факторов. Уровень квантования $u_{KBi} = i$ (i = 0,1,2…5). При возрастании $u_{ЗАД}$ и $u_{ЗАД} \geq u_{KBi}$ осуществляется переход на следующий уровень, чему соответствует угол u_{iB}, при убывании $u_{ЗАД}$ и $u_{ЗАД} \leq u_{KBi}$ осуществляется переход на предыдущий уровень, чему соответствует u_{iY}. Одному уровню может соответствовать несколько u_{ij} ($j \leq 5$ – номер угла на интервале 0 – π/2), где формируется переход на очередной уровень. В зависимости от амплитуды гармоник (4) $u_{ЗАД}$ может менять полярность по отношению к напряжению основной гармоники. При наличии на интервале (0, π/2) отрицательных участков $u_{ЗАД}$ проверяется условие $|u_{ЗАД}| \geq u_{KBi}$ – соответствующие значения углов u_{ijN}. Принимаем ограничение, что амплитуда напряжения $u_{ЗАД}$ на интервалах, где оно изменяет полярность по отношению к основной гармонике не превышает 2,5. По известным значениям u_{ij} и u_{ijN} определяется относительная амплитуда k-й гармоники напряжений ДАИН (индекс –1), напряжения фазы БАИН (индекс –3) и общее фазы МПЧ:

$$U_{1m(k)} = \frac{4}{k\pi}[\sum_{n=0}^{1} 1 + (-2\cos k\theta_{(0+3n)jB} + \\ + 2\cos k\theta_{(0+3n)jY} + \cos k\theta_{(1+3n)jB} - \\ - \cos k\theta_{(1+3n)jY} + \cos k\theta_{(2+3n)jB} - \\ - \cos k\theta_{(2+3n)jY} - N_{1(k)}], \quad (5)$$

$$N_{1(k)} = \cos k\theta_{1jNB} - \cos k\theta_{1jNY} + \\ + \cos k\theta_{2jNB} - \cos k\theta_{2jNY},$$

$$U_{3m(k)} = \frac{4}{\pi} 3[0{,}5(-1 + 2\cos k\theta_{0jB} - \\ - 2\cos k\theta_{0jY}) + \cos k\theta_{3jB} - \cos k\theta_{3jY}], \quad (6)$$

$$U_{m(k)} = U_{1m(k)} + U_{3m(k)}. \quad (7)$$

В [5] предложено для стабилизации напряжения конденсатора РЯ использовать релейный принцип регулирования. При этом расчет производится из условия $U_{1m(1)}$=±(0,03-0,05), т.е. каждому значению A приводится в соответствие две комбинации A_{3+}, A_{9+} и A_{3-}, A_{9-}. Таким образом, обеспечивается возможность уменьшать (при $U_{1m(1)} > 0$ конденсатор разряжается) или увеличивать напряжение на конденсаторе (при $U_{1m(1)} < 0$ конденсатор заряжается). Чтобы сузить область решений принято фиксированное значение $A_3 = 0{,}15$А. Это позволяет достигнуть наибольшего A_{MAX} (эффект перемодуляции) без ухудшения гармонического состава напряжения МПЧ. При наличии нескольких решений выбор осуществляется из условия минимального THD. На основании расчета получены зависимости $A_{9+} = f(A)$ и $A_{9-} = f(A)$.

Входной ток МПЧ

На рис. 3 приведены зависимости относительного (к амплитуде выходного тока МПЧ $I_{m(1)}$) значения тока выпрямителей $I^1_{d13} = f(A)$, $I^1_{d2} = f(A)$. При трех ИПТ возможно: использование 18-ти- фазной схемы выпрямления и вариант [7], когда для крайних ИПТ (1, 3) используют 12-ти- фазную схему выпрямления, а средний ИПТ(2) питается от комплекта обмоток трансформатора со сдвигом напряжений 15 ° относительно других выпрямителей. Третий вариант 24-х- фазная схема, при этом средний ИПТ составной из двух последовательно соединенных выпрямителей (2, 3), образующих 12-тифазную схему выпрямления. Крайние ИПТ (1,4) также образуют 12-ти- фазную схему выпрямления. Входные напряжения 12-ти- фазных выпрямителей сдвинуты между собой на 15 °. Входной ток МПЧ в соответствии с методикой [6] для 18-ти- фазной схемы выпрямления:

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX}\left[\begin{array}{l}\sum\limits_{k=18l\pm1}^{\infty}(I^*_{1(k)} + I^*_{2(k)} + \\ + I^*_{3(k)})\cos k\omega t + \\ + \sum\limits_{k\neq18l\pm1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \varphi_k)\end{array}\right],$$

$$A_k = \sqrt{\begin{array}{l}(I^*_{2(k)} - 0{,}5(I^*_{1(k)} + I^*_{3(k)}))^2 + \\ + 0{,}75(I^*_{1(k)} - I^*_{3(k)})^2\end{array}},$$

$$\varphi_k = \operatorname{arctg}((-1)^{l+1}\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{(I^*_{1(k)} - I^*_{3(k)})}{I^*_{2(k)} - 0{,}5(I^*_{1(k)} + I^*_{3(k)})}), \quad (8)$$

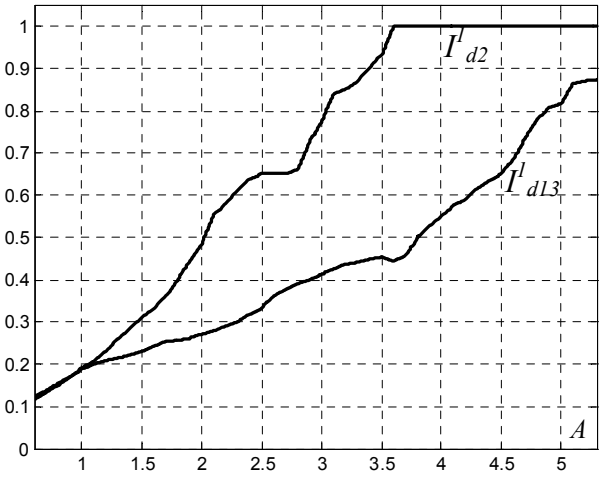


Рис. 3. Загрузка источников по току

где $I^*_{1(k)}$, $I^*_{2(k)}$, $I^*_{3(k)}$ – базисные значения [6] k гармоники ($k = 6l \pm 1$) входного тока соответствующих выпрямителей, n – коэффициент трансформации трансформатора, X – индуктивное сопротивление фазы входной цепи выпрямителя.

Базисные значения для токов трехфазного мостового выпрямителя (ТМВ) [6]:

$$I^*_d = \frac{X}{E_{1m}} I_d, \quad (9)$$

где E_{1m} – амплитуда ЭДС фазы источника переменного тока.

Все значения задаются в функции относительного значения выпрямленного напряжения $u_d = \frac{U_d}{\sqrt{3}E_{1m}}$.

Так для интервала u_d = (0,845-0,95):

$I^*_d = 2{,}7408{u_d}^2 - 6{,}6776u_d + 3{,}8788$,

$I^*_{(1)} = 1{,}9795{u_d}^2 - 4{,}9004u_d + 2{,}8762$. Для интервала u_d=(0,95-0,995):

$I^*_d = 2{,}0018{u_d}^3 - 2{,}05{u_d}^2 - 1{,}8994{u_d}^1 + 1{,}9477$,

$I^*_{(1)} = -7{,}6898{u_d}^3 - 25{,}497{u_d}^2 - 27{,}94u_d + 10{,}13$.

Относительные значения гармоник тока ТМВ $I^1_{(k)} = I_{(k)} / I_{(1)}$ приведены на рис. 4.

Первая гармоника $I^*_{(1)}$ определяется первым слагаемым (8). При одинаковой загрузке ИПТ1 и ИПТ3 получаем для k гармоники (k = 5, 7, 11, 13):

$I^*_{(k)} = A_k = I^1_{2(k)} I^*_{2(1)} - I^1_{1(k)} I^*_{1(1)}$.

Значение k гармоники общего тока $I^1_{(k)} = I^*_{(k)} / I^*_{(1)}$.

Так при u_{d13} = 0,93 для пятой гармоники $I^1_{(5)}$=0,79 %. Подавление 17-й- и 19-й- гармоник отсутствует. THD

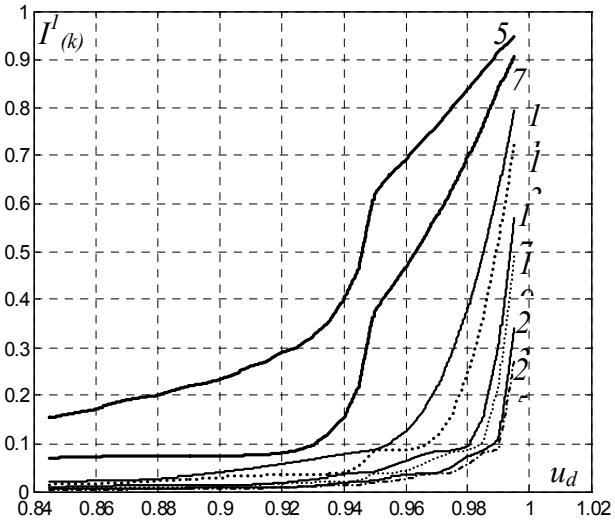


Рис.4. Зависимости $I^1_{(k)}=f(u_d)$

входного тока (учитывались гармоники с порядком до 40) при этом порядка 3,5 %, что вполне приемлемо. Однако при снижении A картина ухудшается, так при $A = 4$ значение THD порядка 7 %.

Эффективность решения зависит от значения u_d или X, которое определяет $I^*_{(k)}$. Так при увеличении X в 1,5 раза и соответствующем снижении u_d THD составляет порядка 2,8 %.

Рассмотрим вариант [7] когда ИПТ1 и ИПТ3 образую 12-ти- фазную схему выпрямления, а выпрямитель ИПТ3 имеет на входе напряжение со сдвигом 15 °). При этом входной ток:

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX}[\sum_{l=0}^{\infty}(I^*_{1(k)} + (-1)^l I^*_{3(k)})\cos k\omega t + \\ + \sum_{l=0}^{\infty} I^*_{2(k)} \cos(k\omega t + \frac{\pi}{2}1)]. \qquad (10)$$

Для первой гармоники (l = 0): $I^*_{(1)} = I^*_{1(1)} + I^*_{2(1)} + I^*_{3(1)}$. Для l = 1,3 (k = 5,7,17,19) $I^*_{(k)} = I^*_{2(k)}$. Относительное значение k гармоники $I^1_{(k)} = I^*_{(k)} / I^*_{(1)} = I^1_{2(k)} I^*_{2(1)} / I^*_{(1)}$. Так для 5-й- и 7-й- гармоник относительные значения составляют, соответственно, 11 % и 3,18 %. Для l = 2 (k = 11,13) $I^1_{(k)} = (2I^*_{1(k)} I^*_{1(1)} - I^*_{2(k)} I^*_{1(1)})/I^*_{(1)}$. Для 11-й- гармоники $I^1_{(11)}$=2 %.

В 24-х- фазной схеме выпрямления входной ток:

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX}[\sum_{l=0}^{\infty}(I^*_{1(k)} + (-1)^l I^*_{4(k)})\cos k\omega t + \\ + \sum_{l=0}^{\infty}(I^*_{2(k)} + (-1)^l I^*_{3(k)})\cos(k\omega t + \frac{\pi}{2}1)]. \qquad (11)$$

Практически полное подавление высших гармоник достигается при нечетных l = 1, 3, 5,.. (5-я, 7-я, 17-я, 19-я гармоники). При l = 2 первое и второе слагаемые (11) изменяются в противофазе – имеем для k гармоники: $I^1_{1(k)} = \frac{2(I^1_{1(k)} I^*_{1(1)} - I^1_{2(k)} I^*_{2(1)})}{I^*_{(1)}}$. Таким образом, подавление для этих гармоник частичное, так $I^1_{(11)}$=1,55 %. При l=4 (23-я и 25-я гармоники) подавление отсутствует. THD входного тока при этом порядка 3,8 % (A = 5,3). Важным моментом является то, что со снижением A THD если и ухудшается, то незначительно, так при A=4 THD = 2,7 %, при A = 2 THD = 5,22 %. Коэффициент гармоник при значениях A близких к максимальному можно уменьшить, если увеличить сопротивление вторичных обмоток трансформатора выпрямителей 2, 3, так при увеличении X_2 вдвое при A = 5,3 THD=2,8 %.

Последний вариант обеспечивает наилучшее качество входного тока МПЧ.

Загрузка ключей по току

Значения токов ключей ЧАИН и РЯ при A_{MAX} = 5,3 и cosφ = 0,9 приведены, соответственно но, в табл. 1 и табл. 2.

Таблица 1 – Токи ключей ЧАИН

Ключ	VT1	VT2	VT3	VD4	VD5
I/I_m	0,46	0,496	0,5	0,186	0,068
I_{CP}/I_m	0,25	0,303	0,318	0,053	0,0157

Таблица 2 – Токи ключей РЯ

Ключ	VT1	VD2	VD3	VT4
I/I_m	0,472	0,165	0,474	0,161
I_{CP}/I_m	0,277	0,0411	0,28	0,0385

Расчет потерь в ключах инверторного блока выполнен при мощности МПЧ $S_{НОМ}$ = 2,2 МВА и нагрузке – АД (схема соединения статора «Y» с $I_{ЛН}$=212А (амплитуда I_m=300А)), cosφ = 0,9, η = 0,9. При этом мощность АД $P_Н$ = 1784 кВт. Рассматривалось использование в ЧАИН RC IGCT типа 5SHX10H6010, в качестве фиксирующих диодов 5SDF04F6004. Для РЯ используются IGBT типа 5SNA1200E250100. Потери ГМПЧ $P_О$=13508,2 Вт, что по отношению к потерям в ТАИН с ШИМ при частоте модуляции 1000Гц составляет 59 %. В сравнении с ГМПЧ на базе ТАИН [4] потери составляют 99,7 %.

Расчет емкости конденсаторов производится исходя из значения коэффициента пульсаций напряжения $K_П$($K_П \le 0{,}05$), которые обусловлены переменными составляющими тока конденсаторов. Для конденсаторов крайних ИПТ определяющей является 3-я гармоника (относительно частоты выходного напряжения ω) тока,

для среднего 6-я гармоника тока. Для РЯ при $u_{(1)} = 0$ наибольшее влияние оказывает 2-я гармоника тока конденсатора, обусловленная 3-й гармоникой выходного напряжения ДАИН [4]:

$$I_{m(2)} = \frac{U_{m(3)} I_{m(1)}}{2U}. \quad (12)$$

Определяющим фактором также является ω. Полагаем, что ω прямо пропорциональна A. Относительные значения емкости для конденсаторов ЧАИН определены через относительное значение амплитуды 3-й и 6-й гармоник тока $I^*_{d1m(3)} = f(A)$ и $I^*_{d2m(6)} = f(A)$:

$$C_1^* = \frac{I^*_{d1m(3)}\ A_{MAX}}{3 \cdot A},\ C_2^* = \frac{I^*_{d2m(6)}\ A_{MAX}}{6 \cdot A}. \quad (13)$$

Для ДАИН используется относительное значение 3-й гармоники

$$U^*_{m(3)} = \frac{U_{m(3)}}{U} = f(A),\ C^* = \frac{U^*_{m(3)}\ A_{MAX}}{2 \cdot 2A}. \quad (14)$$

Значение емкости конденсаторов ЧАИН:

$$C = C^* \frac{I_{m(1)}}{3U \cdot \omega_{MAX} \cdot K_П}. \quad (15)$$

Для РЯ:

$$C = C^* \frac{I_{m(1)}}{U \cdot \omega_{MAX} \cdot K_П}.$$

В соответствии с расчетом при cosφ = 0,8 максимальные значения емкости C^*_1=0,163, C^*_2=0,065, C^*=0,17. Принимаем A_{MAX}=5,3, ω_{MAX}= 60 Гц, $K_П$= 0,025, U = 942 В, $I_{m(1)}$=300 А, тогда значения емкостей конденсаторов: C_1=11536 мкФ, C_2= 4600 мкФ, C = 36093 мкФ.

Моделирование результатов работы осуществлялось в программном пакете Matlab на *R-L* нагрузку. С этой целью была разработана соответствующая модель МПЧ. В качестве входного многообмоточного трансформатора использовалась модель из параллельно соединенных по входу двухобмоточных трансформаторов со схемами соединения «*Y*», «Δ», «зигзаг» при соответствующем пересчете их параметров. Модели базового ЧАИН и РЯ реализованы из отдельных ключей с блоками управления, реализующими разработанные алгоритмы. Для оценки и анализа параметров использованы стандартные функции. На рис. 5 приведены осциллограммы тока и напряжений фазы нагрузки, МПЧ, ЧАИН и РЯ при A = 5 и A = 1. Значения THD_U и THD_I при этом соответственно 6,03 %, 0,54 % и 27,7 %, 1,84 % (при учете 200 гармоник). При A_{MAX}= 5,3 THD_U= 5,03 % и THD_I= 0,55 %.

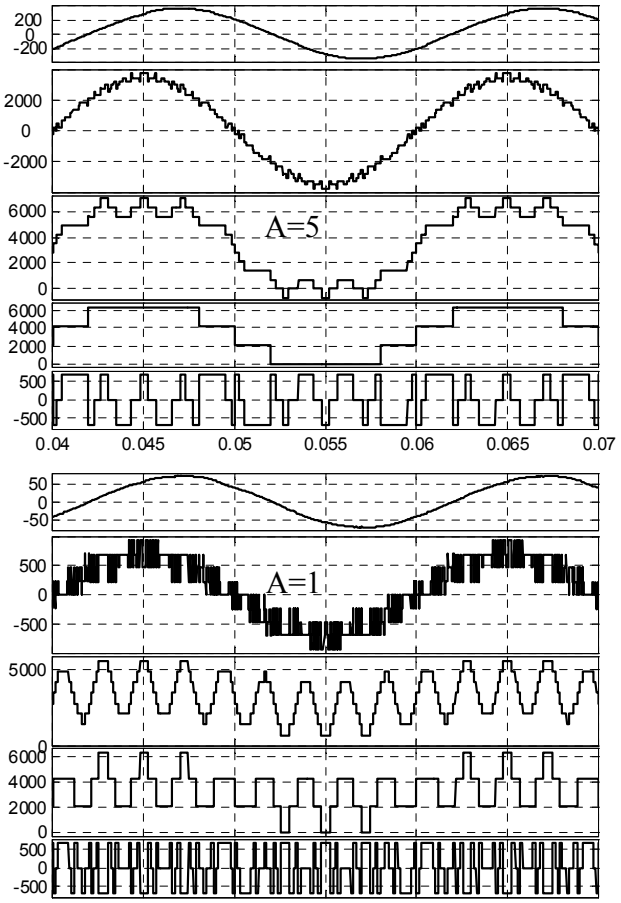


Рис. 5. Осциллограммы напряжений и токов ГМПЧ

Выводы

1. Подтверждена эффективность использования модуляции задания третьей и девятой гармониками для задания режима РЯ в схеме гибридного МПЧ в соответствии с заранее заданными зависимостями амплитуд гармоник исходя из минимально возможного значения THD. Формирование выходного напряжения МПЧ осуществляется при квантовании по среднему уровню, что обеспечивает минимальное количество переключения ключей инверторов и снижение потерь в ключах.

2. Получены зависимости для амплитуд модулирующих гармоник в функции амплитуды выходного напряжения.

3. Показана целесообразность использования в звене постоянного тока 24-х фазной схемы выпрямления.

4. Получены соотношения для расчета параметров схемы МПЧ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Veenstra M. Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives / M. Veenstra, A. Rufer // IEEE Transactions on Industry Applications. – Vol. 41. – 2005. – № 2. – P. 655–664.

2. Cesar Silva. Control of an Hybrid Multilevel Inverter for Current Waveform Improvement / Cesar Silva, Samir Kouro, Julio Soto, Pablo Lezana // IEEE Cambridge Symposium on Industrial Electronics. – 2008. – P. 2329–2335.
3. Corzine K. A. Operation and Design of Multilevel Inverters / K. A. Corzine // University of Missouri. – Rolla. Copyright. – 2005. – 79 p.
4. Шавёлкин А. А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты / А. А. Шавёлкин // Технічна електродинаміка.Тем. вип. Силова електроніка і енергоефективність. Інститут електродинаміки НАН України. Київ. – 2008. – Ч. 2. – С. 21–26.
5. Шавёлкин А. А. Принципы реализации «реактивной ячейки» в гибридных многоуровневых преобразователях частоты/ А. А. Шавёлкин // Тем. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» н.-т. журналу «Електроінформ» .– Львів : ЕКОінформ, 2009. – С. 325–326.
6. Шавьолкін О. О. Перетворювальна техніка: навчальний посібник/ О. О. Шавьолкін, О. М. Наливайко. – Краматорськ : ДДМА, 2008. – 326 с.
7. Пронин М. В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов ; под ред. Крутякова Е. А. // СПб : «Электросила», 2003. – 172 с.

Стаття надійшла до редакції 16.02.2010 р.
Після доробки 30.09.2010

Шавьолкін О. О. Гібридний багаторівневий перетворювач частоти на базі чотирирівневого інвертора напруги
Розглянуто основні принципи реалізації гібридного багаторівневого перетворювача частоти на базі чотирирівневого інвертора напруги з «реактивною коміркою» у вихідних фазах при співвідношенні рівня напруги у ланці постійного струму базового інвертору і «реактивної комірки» 3:1. Приведені результати моделювання запропонованих рішень.
Ключові слова: *Несиметричний гібридний багаторівневий інвертор, релейний регулятор, реактивна комірка, попередня модуляція*

Shavolkin A. The hybrid multilevel converter of frequency on the basis of the inverter of voltage with four levels
Main principles of realization of the hybrid multilevel converter of frequency on the basis of inverter of a voltage with the four levels of voltages with «a reactive cell» in output phases are considered at a ratio of a level of a voltage in a link of a direct current of the base inverter and «a reactive cell» 3:1. Results of modeling of the offered decisions are brought.
Key words: *the asymmetric hybrid multilevel inverter, relay control, a reactive cell, preliminary modulation.*

УДК 621.314.63

В. С. Остренко канд. техн. наук
Запорізька державна інженерна академія

ВИЗНАЧЕННЯ ДОДАТКУ ДО ЗНАЧЕННЯ ТЕПЛОВОГО ОПОРУ СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

Ця стаття присвячена обгрунтуванню методики визначення додатку до значення теплового опору напівпровідникового приладу для постійного струму, який дає можливість визначити максимальну температуру напівпровідникової структури приладу при навантажені імпульсами струму.

Ключові слова: *силовий напівпровідниковий прилад, імпульсний режим, тепловий опір, визначення додатку, температура структури.*

Визначення значення максимальної температури напівпровідникової структури силових діодів та тиристорів у заданому струмі навантаження є завжди актуальним, бо надійність роботи цих приладів в значній мірі залежить від значення цієї температури.

При роботі діодів і тиристорів в режимі випрямляча (тобто при навантаженні імпульсами струму) на відносно низький частоті (на частоті 50 Гц та нижче), темпе-

© В. С. Остренко 2010 р.

ратура напівпровідникової структури приладу зазнає значних коливань. Ці коливання температури напівпровідникової структури приладу відбуваються на фоні сталого значення температури. При цьому, як запропоновано у [1], значення максимальної температури напівпровідникової структури приладу визначається за формулою:

$$T_{j\max} = P\,[R_{th\,ja} + add\,R_{th\,jC}\,(t_P)] + T_{amb}, \qquad (1)$$

де $T_{j\max}$ – максимальне значення температури напівпровідникової структури; P – середнє значення втрат потужності у приладі; $R_{th\,ja}$ – тепловий опір структура – охолоджуюче середовище; $add\,R_{th\,jC}\,(t_P)$ – додатковий тепловий опір структура – корпус (основа) приладу, який залежить від форми та тривалості імпульсу струму навантаження і приводиться у інформаційних матеріалах на прилади [2], [3]; T_{amb} – температура охолоджуючого середовища.

Слід відзначити, не усі виробники силових напівпровідникових приладів для своїх приладів надають значення $add\,R_{th\,jC}\,(t_P)$, а ті що надають, то лише для кутів провідності 180°, 120°, 60° для роботи на частоті 50 Гц. Між тим, може виникнути потреба застосування приладів, на які не надано цей додаток, або у спеціальних перетворювачах застосовані інші кути провідності і/або знижена частота. Ось чому розробка методики визначення додаткової частини теплового опору приладу при імпульсному навантажені є актуальним.

Середнє значення втрат потужності у приладі є наслідок протікання через прилад послідовності імпульсів струму, які приводять до імпульсів втрат потужності в приладі з амплітудою P_m. Співвідношення між середнім та амплітудним значенням втрат потужності залежить від відносної тривалості робочого циклу:

$$P = P_m D, \qquad (2)$$

де $D = (t_P/t_c)$ – коефіцієнт заповнення циклу імпульсами; t_P – тривалість імпульсу потужності; t_c – період повторення імпульсів потужності.

Тривалість протікання струму у відкритому стані приладу достатньо велика, щоб суттєво нагріти напівпровідникову структуру вище середнього значення температури, а пауза між імпульсами струму достатньо велика, щоб вона встигла охолодитися нижче середнього рівня температури, рисунок 1. В зв'язку з цим, є певний інтерес до визначення додатку для корегування теплового опору, за допомогою якого, знаючи значення середньої температури напівпровідникової структури, можна визначити максимальне значення температури.

Для спрощення процедури визначення співвідношення між максимальним та середнім значеннями температури напівпровідникової структури приймаємо, що її нагрів та охолодження відбувається по прямим лініям AB і BC, відповідно, рисунок 1.

При тривалому режимі навантаження приладу, коли середнє значення температури напівпровідникової

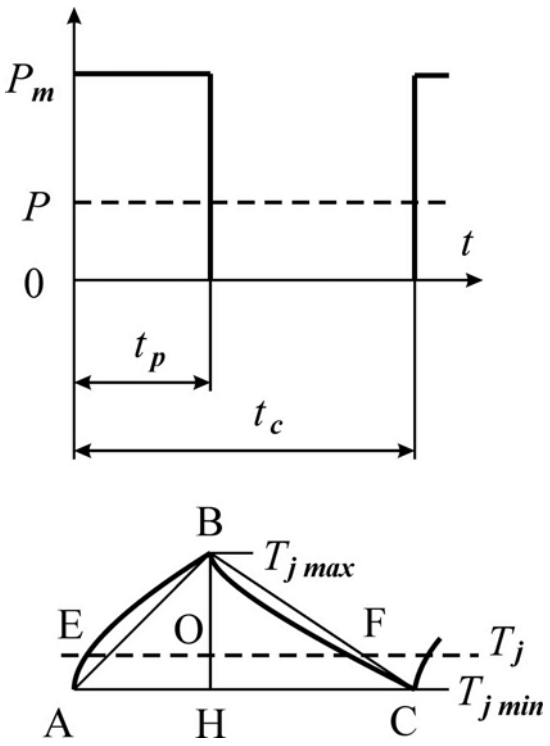


Рис. 1. Зміна температури структури при імпульсному навантаженні струмом

структури має постійну величину, площа трикутника EBF дорівнює площі трапеції $AEFC$, тобто:

$$\frac{1}{2}(BO\cdot EF) = \frac{1}{2}(AC + EF)OH. \qquad (3)$$

З урахуванням того, що $OH = BH - BO$, рівняння (3) приймає такий вигляд:

$$EF(2BO - BH) = (AC\cdot BH) - (AC\cdot BO). \qquad (4)$$

Так як трикутник EBF подібний до трикутника ABC, то:

$$\frac{EF}{AC} = \frac{BO}{BH} \text{ та } EF = \frac{AC\cdot BO}{BH}. \qquad (5)$$

Згідно рисунку 1 $BO = T_{j\,max} - T_j$, а $BH = P_m\,Z_{th\,jC}(t_P)$ згідно з визначенням поняття перехідного теплового опору; $Z_{th\,jC}(t_P)$ – перехідний тепловий опір приладу для моменту часу t_P, при цьому рівняння (6) приймає вигляд:

$$T_{j\,max} - T_j = P_m\,Z_{th\,jC}(t_P). \qquad (7)$$

З урахуванням (1) та (2) отримуємо:

$$T_{j\,max} = P\left[R_{th\,ja} + \frac{Z_{th\,jC}(t_P)}{D\cdot\sqrt{2}}\right] + T_{amb}. \qquad (8)$$

Рівняння (8) можна спростити таким чином:

$$T_{j\,max} = P\,[R_{th\,ja} + Z_{th\,add}\,(t_P)] + T_{amb}, \qquad (9)$$

де $Z_{th\,add}\,(t_P)$ – додаток до теплового опору при визначені максимальної температури напівпровідникової структури приладу;

$$Z_{th\,add}\,(t_P) = \frac{Z_{thjC}(t_P)}{D \cdot \sqrt{2}}, \qquad (10)$$

який чисельно має дорівнювати значенню $add\,R_{thjC}\,(t_P)$ у рівнянні (1).

Таким чином, отримано формулу додатку (9) до теплового опору для визначення максимальної температури напівпровідникової структури приладу.

В залежності від схеми, у якій включено напівпровідниковий прилад, імпульси струму можуть різнитися за формою та за тривалістю протікання. У таблиці 1 наведені значення множників до значення $Z_{thjC}(t_P)$ для найбільш поширених схем перетворення енергії.

Таблиця 1 – Значення множників до значення $Z_{thjC}(t_P)$

Форма імпульсів	Синусоїдальна	Прямокутна		
Кут провідності	180°	180°	120°	60°
Коефіцієнт заповнення циклу імпульсами, D	0,5	0,5	0,333	0,166
Значення $1 / (D\sqrt{2})$	1 [2)]	1,41	2,12	4,26
Тривалість імпульсу t_P [1)], мс	10	10	6,7	3,33

Примітки:

1) На частоті 50 Гц.

2) Значення отримане з урахуванням множника 0,707.

Для визначення значення $Z_{thjC}(t_P)$ краще всього використовувати аналітичну форму представлення перехідного теплового опору приладу, яку надає виробник приладів у вигляді параметрів суми експонент:

$$Z_{thjC}(t) = \sum_{i=1}^{n} R_i\,(1 - \exp(-t/\phi_i)), \qquad (11)$$

де R_i, ϕ_i – параметри експонент.

Як приклад наведемо розрахунки по визначенню додатків для корегування теплового опору тиристора Т253-1250 [2], параметри експонент якого наведені у таблиці 2.

Таблиця 2 – Параметри експонент, що апроксимують перехідний тепловий опір тиристора Т253-1250

i	1	2	3	4
R_i, °С / Вт	0,0008	0,0016	0,0037	0,0139
τ, с	0,0001	0,0013	0,0298	0,9313

Значення $Z_{thjC}(t_P)$ та значення додатків для тиристора Т253-1250 наведені у таблиці 3.

Слід відмітити, що визначені додатки $Z_{th\,add}(t_P)$ дійсні не тільки в режимі тривалого навантаження системи прилад – охолоджувач, а і в режимі циклічного навантаження з тривалістю навантаження приладу більшою ніж час установлення постійного градієнта температури у внутрішніх елементах конструкції приладу, тобто 5 с та більше. Це означає, що при визначені максимальної температури напівпровідникової структури приладу у нестаціонарному або квазістаціонарному (циклічному) режимі навантаження до значень перехідного теплового опору, які визначені при навантажені постійним струмом, для часу 5 с та більше необхідно додавати додаток $Z_{th\,add}(t_P)$.

Слід відзначити, що значення додатків, які визначені за формулою (10), є більшими у 1,5–4 рази ніж ті, що наведені в каталогах на прилади ВАТ «Электровыпрямитель» [2] та фірми ABB [3], які наведені у таблиці 4.

Таблиця 3 – Значення додатків для тиристора Т253-1250

Форма імпульсів	Синусоїдальна	Прямокутна		
Кут провідності	180°	180°	120°	60°
Тривалість імпульсу t_P, мс	10	10	6,7	3,33
Значення $Z_{thjC}(t_P)$, °С / Вт	0,0036	0,0036	0,0032	0,0027
Значення додатків $Z_{th\,add}(t_P)$, °С / Вт	0,0036·1 = 0,0036	0,0036·1,41 = 0,0051	0,0032·2,12 = 0,0068	0,0027·4,26 = 0,0115

Таблиця 4 – Значення додатків до теплового опору приладу для визначення значення максимальної температури напівпровідникової структури

Тип приладу	Форма імпульсів	Синусоїдальна	Прямокутна		
	Кут провідності	180°	180°	120°	60°
	Тривалість імпульсу t_P, мс	10	10	6,7	3,33
T233-400	Значення $Z_{th\,jC}(t_P)$, °C / Вт	0,0075	0,0075	0,0068	0,0060
	Значення додатків розрахованих $Z_{th\,add}(t_P)$, °C / Вт (з каталогу)	0,0075 (0,006)	0,0106 (0,006)	0,0144 (0,008)	0,0256 (0,014)
T143-800	Значення $Z_{th\,jC}(t_P)$, °C / Вт	0,0054	0,0054	0,0047	0,0039
	Значення додатків розрахованих $Z_{th\,add}(t_P)$, °C / Вт (з каталогу)	0,0054 (0,003)	0,0076 (0,0035)	0,01 (0,0055)	0,0166 (0,0105)
T253-1250	Значення $Z_{th\,jC}(t_P)$, °C / Вт	0,0036	00036	0,0032	0,0027
	Значення додатків розрахованих $Z_{th\,add}(t_P)$, °C / Вт (з каталогу)	0,0036 (0,0015)	0,0051 (0,002)	0,0068 (0,003)	0,0115 (0,005)
T183-1600	Значення $Z_{th\,jC}(t_P)$, °C / Вт	0,0010	0,0010	0,0008	0,0005
	Значення додатків розрахованих $Z_{th\,add}(t_P)$, °C / Вт (з каталогу)	0,0010 (0,0008)	0,00141 (0,0008)	0,0017 (0,001)	0,00213 (0,002)
T163-2000	Значення $Z_{th\,jC}(t_P)$, °C / Вт	0,0025	0,0025	0,0022	0,0018
	Значення додатків розрахованих $Z_{th\,add}(t_P)$, °C / Вт (з каталогу)	0,0025 (0,0015)	0,00352 (0,002)	0,0047 (0,003)	0,0077 (0,005)
T173-2500	Значення $Z_{th\,jC}(t_P)$, °C / Вт	0,0011	0,0011	0,0009	0,0005
	Значення додатків розрахованих $Z_{th\,add}(t_P)$, °C / Вт (з каталогу)	0,0011 (0,0008)	0,00155 (0,0008)	0,0019 (0,001)	0,0021 (0,002)
5STP 45N2800	Значення $Z_{th\,jC}(t_P)$, К /кВт	0,687	0,687	0,4597	0,2570
	Значення додатків розрахованих $Z_{th\,add}(t_P)$, К /кВт (з каталогу)	0,687 (0,5)	0,969 (0,5)	0,974 (0,8)	1,095 (1,5)
5STP 21F1400	Значення $Z_{th\,jC}(t_P)$, К /кВт	0,6187	0,6187	2,8518	1,8490
	Значення додатків розрахованих $Z_{th\,add}(t_P)$, К /кВт (з каталогу)	0,6187 (1,5)	0,8724 (2)	6,046 (3)	7,877 (5)

Висновок

Розроблено методику визначення додатку до значення теплового опору напівпровідникового приладу для постійного струму, який дає можливість визначити максимальну температуру напівпровідникової структури приладу при навантаженні імпульсами змінного струму.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Phase Control Thyristors. Databook. Data Sheet. User's Guide [Електронний ресурс]: пояснення до параметрів та характеристик тиристорів. ABB Semiconductors AG, корегування 01.03.1999 – Електронні данні (1 файл: 1,06 МБ). – Lenzburg, ABB Switzerland, 1998. Режим доступу: http://search-ext.abb.com/library/Download.aspx?DocumentID=pctsek3&LanguageCode=en&DocumentPartID=&Action=Launch, вільний, – Загол. з екрану. – Англ.
2. Тиристоры низкочастотные таблеточного исполнения. [Електронний ресурс]: технические данные тиристоров / ОАО «Электровыпрямитель». – Электрон. дан. (1 файл). – Россия, Саранск, «Электровыпрямитель», 2009. – Режим доступа: http://www.elvpr.ru/poluprovodnikprib/tiristory/nizkochast_tabl.php (свободный). – Загл. с экрана.
3. Phase Control Thyristors. Data Sheet. [Електронний ресурс]: параметри та характеристики тиристорів. ABB Semiconductors AG. – Електронні данні (1 файл). – Lenzburg, ABB Switzerland, 1998. Режим доступу: http://www.abb.com/product/db0003db004291/c12573e7003304adc1256b820064c0b3.aspx?productLanguage=ru&country=UA&tabKey=2, вільний, - Загол. з екрану. – Англ.

Стаття надійшла до редакції 03.08.2010 р.
Після доробки 07.10.2010

Остренко В. С. Определение дополнения к значению теплового сопротивления силовых полупроводниковых приборов
Эта статья посвящена обоснованию методики определения дополнения к значению теплового сопротивления полупроводникового прибора для постоянного тока, которое дает возможность определить максимальную температуру полупроводниковой структуры прибора при нагружении импульсами тока.
Ключевые слова: *силовой полупроводниковый прибор, импульсный режим, тепловое сопротивление, определение дополнения, температура структуры.*

Ostrenko V. Determination of complement to the value of thermal resistance of power semiconductor devices
The author justifies the procedure for determining a complement to the value of thermal resistance of a direct current semiconductor device which permits to determine a maximum temperature of the device junction when loaded by current pulses.
Key words: *power semiconductor device, pulse mode, thermal resistance, determination of complement, junction temperature.*

УДК 537.523.5

А. В. Єршов д-р техн. наук, Г. І. Камель д-р техн. наук, І. М. Коцур канд. техн. наук

Запорізький національний технічний університет

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ХАОТИЧНОГО СТРУМУ ЕЛЕКТРОНІВ НА ПАРАМЕТРИ ЕЛЕКТРИЧНОГО ПОЛЯ У ПРИАНОДНІЙ ЗОНІ РОЗРЯДУ

Розглянуто вплив співвідношення густини розрядного та хаотичного електронних струмів на падіння потенціалу у дифузійній зоні прианодної області. Виконано аналіз впливу вимушеної конвекції на умови існування стійкого дифузного розряду на поверхні анода.

Ключові слова**:** *електрон, іон, анод, падіння потенціалу, густина струму, розрядний струм, хаотичний струм, диффузійна зона, вимушена конвекція, дифузний розряд.*

Проблема реалізації стійкого дифузного розряду на електродах технологічних пристроїв має значний науковий і практичний інтерес. Організація такого розряду дозволить знизити теплове навантаження й ерозію поверхні електродів, підвищити стабільність параметрів електродугових пристроїв і поліпшити якість процесів зварювання, наплавлення і плазмового напилювання.

Існуючі підходи для визначення умов переходу дифузного розряду в контрагований зв'язані з наявністю мінімуму електродного падіння потенціалу в залежності від щільності струму [1–7].

Однак складності теоретичного аналізу і недостатня точність експериментальних досліджень стримують одержання практичних рекомендацій. Сказане відноситься, насамперед, до вивчення прианодної зони розряду, де зміна потенціалу має не стрибкоподібний, а розподілений характер, що не враховано в приведених роботах. Тому, можна припустити, що існуючі методи теоретичної оцінки некоректні і вимагають подальшої розробки.

Ідея поліпшення теоретичного методу полягає в обліку сталості температури стовпа плазми при можливій зміні щільності струму в перехідній зоні. Завдання роботи полягає в розробці теоретичного методу розрахунку розподілу потенціалу у стовпі плазми перед анодом.

Дифузійна зона приелектродної області характеризується значною зміною температури і концентрації заряджених часток. Вона відділена від електрода шаром об'ємного заряду і є квазінейтральною. Причиною виникнення напруженості електричного поля є опір плазми, що зростає в приелектродній зоні, і існуючі градієнти концентрації заряджених часток. Розподіл потенціалу в дифузійній зоні знаходиться з рівнянь потоків дифузії заряджених часток у неоднорідній плазмі, а саме,

$$j_e = \frac{eD_e \cdot dn_e}{dy} - \frac{\sigma_e d\varphi}{dy}, \qquad (1)$$

$$j_i = -\frac{eD_i \cdot dn_i}{dy} - \frac{\sigma_i d\varphi}{dy}, \qquad (2)$$

© А. В. Єршов, Г. І. Камель, І. М. Коцур 2010 р.

де y – координата, що збігається з нормаллю до поверхні електрода; D_e і D_i – коефіцієнти дифузії електронів і іонів; σ_e і σ_i – коефіцієнти електропровідності, відповідно; e – заряд електрона; φ – потенціал плазми, n_e, n_i – концентрації електронів та іонів, j_e, j_i – густина струму електронів та іонів.

Оскільки в дифузійній зоні виконується умова квазінейтральності $n_i = n_e$, зміна потенціалу електричного поля знаходиться з наступного рівняння потоку дифузії електронів:

$$\frac{d\varphi}{dy} = \frac{e \cdot D_e}{\sigma_e} \cdot \frac{dn_e}{dy} - \frac{j_e}{\sigma_e}. \qquad (3)$$

Припущення про сталість іонного струму в пристінній дифузійній зоні дозволяє вважати постійним також і струм дифузії електронів, що визначається градієнтом концентрації і дорівнює хаотичному струмові електронів на границі плазми, що описується рівнянням

$$j_{ex} = \frac{e \cdot n_e \cdot V_e}{4} = e \cdot D_e \frac{dn_e}{dy} = \text{const}. \qquad (4)$$

де V_e – теплова швидкість електронів, j_{ex} – хаотичний струм електронів на границі плазми. Тоді із (3) і (4) зміна потенціалу в дифузійному шарі визначиться наступним співвідношенням розрядного і хаотичного струмів:

$$\frac{d\varphi}{dy} = \frac{j_{ex}}{\sigma_e} \cdot \left(1 - \frac{j_e}{j_{ex}}\right).$$

При напрямку осі oy до анода дифузійний струм приводить до зниження потенціалу, а розрядний електронний струм – до підвищення, що варто врахувати й у формулі (3). При рівності розрядного і хаотичного струмів, градієнт потенціалу в дифузійному шарі дорівнює нулю.

Загальне спадання напруги в дифузійному шарі визначається різницею між омічною і дифузійною складовими падіння потенціалу

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_g + \Delta\varphi_j = \Delta\varphi_g \left(\frac{j_e}{j_{ex}} - 1\right). \qquad (5)$$

Для обчислення дифузійної складового падіння потенціалу використовуємо співвідношення Ейнштейна:

$$\frac{D_e}{\sigma_e} = \frac{k \cdot T_e}{e^2 \cdot n_e}. \qquad (6)$$

Величина дифузійного падіння потенціалу визначиться шляхом інтегрування першого доданка в (3) з урахуванням (6),

$$\Delta\varphi_g = \int_{n_{eo}}^{n_{ew}} \frac{k \cdot T_e}{e \cdot n_e} \cdot dn_e = -\frac{k\overline{T_e}}{e} \cdot \ln \cdot \frac{n_{eo}}{n_{ew}}. \qquad (7)$$

де n_{eo} і n_{ew} – концентрації електронів у квазірівноважній плазмі стовпа дуги і на границі з електродом, відповідно, $\overline{T_e}$ – середня в пограничному шарі температура електронів.

Величину омічної складової падіння потенціалу можна визначити, згідно з (5), у залежності від дифузійної складової падіння потенціалу і співвідношення розрядного і хаотичного струмів електронів. Таким чином, омічна складова падіння потенціалу визначиться з (5) і (7) рівнянням

$$\Delta\varphi_j = -\Delta\varphi_g \cdot \frac{j_e}{j_{ex}} = \frac{k \cdot \overline{T_e}}{e} \cdot \frac{j_e}{j_{ex}} \ln \frac{n_{eo}}{n_{ew}}. \qquad (8)$$

З огляду на лінійний розподіл концентрації електронів і іонів у залежності від відстані від поверхні електрода й умови квазінейтральності, знаходимо, що пристінна концентрація електронів більше пристінної концентрації іонів на співвідношення довжин вільного пробігу електронів – l_e і іонів – l_i, що відокремлюють дифузійну зону від поверхні електрода. Сказане відповідає рівнянню

$$n_{ew} = \frac{j_i}{e \cdot V_{io}(T_e)} \cdot \frac{l_e}{l_i}. \qquad (9)$$

У формулі (9) враховано, що концентрація іонів зв'язана з хаотичним струмом іонів, що на границі шару дорівнює дифузійному струмові

$$j_{ix} = j_{iw} = e \cdot n_{iw} \cdot V_{io}(T_e). \qquad (10)$$

Швидкість іонів на границі шару – V_{io} визначається відповідно до умови Бома в залежності від електронної температури, а саме,

$$V_{io} = \sqrt{\frac{k \cdot T_e}{M_i}}, \qquad (11)$$

де M_i – маса іонів.

Необхідна для розрахунку падіння потенціалу в (8) величина хаотичного струму електронів визначиться в залежності від концентрації електронів на границі шару з рівняння (9) наступним чином:

$$j_{ex} = j_i \cdot \frac{l_e}{l_i} \cdot \frac{V_{eo}(T_e)}{V_{io}(T_e)} = j_i \cdot \frac{l_e}{4l_i} \sqrt{\frac{8M_i}{\pi \cdot m_e}}. \qquad (12)$$

Розрахункові оцінки показують, що негативна величина дифузійного падіння потенціалу складає від -5,5 до -3,5 В, зменшуючись по модулю зі зростанням струму в діапазоні від 10^6 до 10^7 А/м^2. Омічна складового падіння потенціалу зменшується зі зростанням струму в зазначеному діапазоні від 4,5 до 2,5 вольт. Загальне падіння потенціалу негативно в межах 1 В, оскільки хаотичний струм електронів істотно перевершує струм розряду.

У залежності від впливу конвекції та умов контакту плазми з електродом існує можливість існування двох типів розряду: самостійного або несамостійного. Для самостійного розряду характерно зростання густини іонного та хаотичного електронного струму внаслідок

зростання температури плазми у стовпі розряду при зростанні густини струму розряду. Якщо при цьому зростання густини хаотичного електронного струму буде випереджати зростання густини струму розряду, то падіння потенціалу згідно із (5), (8) буде зменшуватись, внаслідок чого розряд стане нестійким та виникнуть анодні плями. Існування дифузного самостійного розряду із (8) можливе , якщо густина розрядного струму перевищує критичне значення і випереджає густину хаотичного електронного струму.

У випадку існування розвинутої конвекції плазми у каналі плазмотрона, густина хаотичного електронного струму буде визначатися сталою температурою плазми стовпа і густиною конвективного теплового струму. Тоді, згідно з (8), вольт амперна характеристика буде зростаючою, а розряд – дифузним. Розрахунки омічної складової анодного падіння потенціалу у [8] показано на рис. 1, на якому видно, що під дією конвективного теплового струму – q, при низькій густини розрядного струму з'являються ділянки зростання вольт амперної характеристики, які відповідають умовам дифузного розряду.

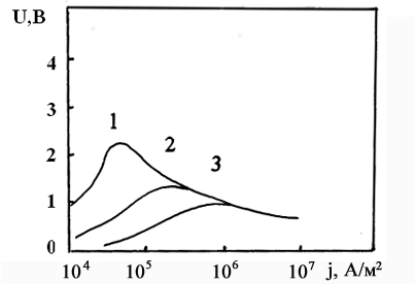


Рис. 1. Залежність омічного падіння потенціалу від густини розрядного струму – j, і конвективного теплового струму з плазми – q; 1–3 відповідає q = 10^5, $5\cdot10^5$, 10^6 Вт/м²

Висновки

1. Показано, що анодне падіння потенціалу у дифузійній зоні визначається співвідношенням розрядного і хаотичного електронних струмів на поверхні анода.

2. Визначено, що при існування розвинутої конвекції плазми у каналі плазмотрона, вольт амперна характеристика буде зростаючою, а розряд – дифузним, навіть при порівняно невеликій густині розрядного струму.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Дюжев Г.А. Анодные приэлектродные явления в дугах низкого и среднего давления при больших плотностях тока / Г. А. Дюжев, С. М. Школьник, В. Г. Юрьев // Тез. Всес.конф. по Г.Н.П. – Алма-Ата. – 1977. – С. 230–233.
2. Немчинский В. А. Прианодный слой сильноточной дуги высокого давления / В. А. Немчинский, Л. Н. Перетц // ЖТФ – 1977 – Т. 47. – № 9. – С. 1868. – 1875.
3. Дюжев Г. А. Анодные приэлектродные явления при больших плотностях тока / Г. А. Дюжев, С. М. Школьник, В. Г. Юрьев // ЖТФ – 1978 – Т. 48 – № 6. – С. 1195–1212.
4. Анодные процессы в сильноточном дуговом разряде / [Г. А. Дюжев, В. А. Немчинский, С. М. Школьник, В. Г. Юрьев] // Химия плазмы. – 1983. – № 10. – С. 169–209.
5. Дюжев Г. А. Множественная контракция анодной области дуги атмосферного давления / Г. А. Дюжев, Н. К. Митрофанов, С. М. Школьник // Тезисы докл. УШ Всес. конф. по физике низкотемпер. плазмы. – Ч. 1 – Минск, 1994. – С. 143–146.
6. Приэлектродные процессы в дуговых разрядах / [М. Ф. Жуков, Н .П. Козлов, А. В.Пустогаров и др.]. – Новосибирск : Наука. 1982. – 157 с.
7. Кривцун И. В. О механизме конракции тока в анодной области дугового разряда/ И. В. Кривцун, И. М. Парнета // Тезисы Междун. конф. «Физика дуги и источники питания». – К. : ИЭС им. Е. О. Патона, 1992. – С. 24–25.
8. Ершов А. В. Влияние параметров несамостоятельного разряда на условия появления анодных пятен / А. В. Ершов // Электротехника и электроэнергетика – 2004. – № 2. – С. 20–22.

Стаття надійшла до редакції 26.10.2010

Ершов А. В., Камель Г. И., Коцур И. М. Исследование влияния хаотического потока электронов на параметры электрического поля в прианодной зоне разряда

Рассмотрено влияние соотношения плотности разрядного и хаотического электронных токов на падение потенциала в диффузионной зоне прианодной области. Выполнен анализ влияния вынужденной конвекции на условия существования устойчивого диффузного разряда на поверхности анода.

Ключевые слова: электрон, ион, анод, падение потенциала, плотность тока, разрядный ток, хаотический ток, диффузионная зона, вынужденная конвекция, диффузный разряд.

Ershov A., Camel G., Cotsur I. Investigation of the influence of chaotic electronic flux on parameters of electric field in the anode zone of a discharge

The influence of the ratio of the discharge density and chaotic electronic currents on the potential drop in the diffusion zone near the anode was considered. The analysis of the influence of forced convection on the conditions of existence of a stable diffuse discharge on the anode surface was performed.

Key words: electron, ion, anode, drop of potential, current density, diffusion zone, forced convection, diffuse discharge.

УДК 681.51

Э. М. Кулинич[1], В. В. Зиновкин д-р техн. наук[1], С. Е. Шаповалов[2]

[1] Национальный технический университет, [2] НПО «ЭТНА», г. Запорожье

МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ПРОЦЕССОМ ПРИГОТОВЛЕНИЯ ГАЗОБЕТОНА

Разработаны методологические основы компьютерного моделирования и одновременной визуализации протекания отдельных процессов во времени системы управления многопараметрическим технологическим процессом. Рассмотрен пример компьютерной симуляции многопараметрической автоматизированной системы управления технологическим процессом приготовления газобетона.

Ключевые слова: *компьютерное моделирование, эмуляция ПЛК, визуализация, многопараметрическая автоматизированная система управления технологическим процессом, газобетон.*

Введение

В процессе разработки автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП) возникает необходимость проверки степени согласованности режимов работы систем управления, отработки исполнительных механизмов, алгоритмов управления, программно-логической последовательности протекания техпроцесса. На этапе наладки несогласованности в АСУ ТП приводят к неэффективным режимам работы технологической линии, переработке алгоритмов управления, нерациональному использованию программно-аппаратных средств и др. Существует ряд методов проверки прикладного программного обеспечения (ППО): аппаратных, программно-аппаратных и программных [1–6]. Использование этих методик в многопараметрической АСУ ТП приготовления газобетона не представляется возможным ввиду отсутствия одновременной визуализации режимов программных средств, исполнительных механизмов и хода протекания ТП в соответствии с разработанными принципиальными основами многокритериальной АСУ ТП [7, 8] и методиками моделирования отдельных этапов ТП [9, 10].

Целью данной статьи является разработка принципиальных основ метода моделирования и симуляции АСУ многопараметрического ТП приготовления газобетона в составе управляющий контроллер – система визуализации техпроцесса, что позволит в полной мере исследовать алгоритмы и режимы функционирования системы на этапе ее проектирования и предопределить возможные несогласованности в процессе наладки и промышленного использования.

Материал и результаты исследования

В многопараметрической АСУ ТП приготовления газобетона используются управляющие программно-логические контроллеры (ПЛК (PLC)) и промышленные сети, выполняющие функции информационных магистралей. Последние позволяют обеспечить общедоступность множества параметров различной физической природы технологической линии для каждого программно-логического блока. Это является предпосылкой для проверки работы алгоритмов управления в соответствии с режимами работы прикладного программного обеспечения (ППО) ПЛК.

В качестве основы методики комплексной проверки режимов работы многопараметрической АСУ ТП будем использовать симуляцию режимов и взаимодействие между собой управляющих контроллеров, устройств визуализации, реализующую супервизорное управление и протекание ТП. При этом первостепенными условиями являются обеспечение симуляции режимов работы технологического оборудования, исполнительных механизмов и информационных датчиков, согласование изменения параметров техпроцесса, аварийных ситуаций, изменение супервизорного управления, а также степень согласованности действительных алгоритмов управления прикладным в ППО управляющих контроллеров.

Будем реализовывать программно-логические блоки на оборудовании концерна SIEMENS, который занимает огромный сегмент систем управления в мире. Для разработки программ на контроллерах SIEMENS используется язык Step-7 в трех модификациях: FBD, LAD

© Э. М. Кулинич, В. В. Зиновкин, С. Е. Шаповалов 2010 р.

и STL, что позволяет разрабатывать программы для техпроцесса любой сложности. Этот язык принят также в другой известной немецкой фирме Vipa. Необходимо отметить, что Step-7 также поддерживает язык международного стандарта IEC 61131-3 (правда, это накладывает определённые ограничения на разнообразие применяемых команд). Этот стандарт IEC используется другими фирмами-производителями ПЛК и программно-логических средств, например, фирмами ABB, Allan Bradley, GE Fanuc и др.

Для компьютерной эмуляции работы ПЛК с ППО в среде разработки Step-7 используем пакет PLCSim. Это позволяет эмулировать работу ПЛК с ППО управления при одновременном мониторинге состояния сигналов в программных блоках в режиме online. Использование такого подхода позволяет при исследованиях оценить степень согласованности работы как отдельных программных блоков, так и всей программы управления в целом. Следует отметить, что использование пакета программ PLCSim версии V5.4 позволяет эмулировать режимы не только отдельного ПЛК, а даже одновременно системы из нескольких ПЛК, объединенных промышленными коммуникационными сетями. Использование последнего позволяет эффективно моделировать многопараметрические АСУ ТП. В этом случае режимы многопараметрической распределённой АСУ ТП и группа соответствующих ПЛК взаимосвязаны между собой с учетом верхнего уровня управления промышленной коммуникационной сети, технологических параметров и обобщенных сопряженных им параметров АСУ.

С целью возможной корректировки и отладки программы контроллера используем для визуализации среду разработки Step-7. Она позволяет осуществлять мониторинг сигналов непосредственно в программных блоках в режиме online. Этот программный метод проверки работы ППО ПЛК используем при разработке методики комплексного компьютерного моделирования соответствующих режимов многопараметрической АСУ и ТП.

Симуляцию работы ТП выполняем в пакете Simulink/Matlab. Она позволяет с достаточной степенью детализации и достоверности моделировать как сам ТП, так и работу технологического оборудования, исполнительных механизмов и информационных датчиков, а также обратные связи. При этом пакет имеет обширную библиотеку компонентов и функциональных блоков для моделирования линейных и нелинейных динамических систем и объектов.

Симуляцию взаимодействия системы управления на основе ПЛК и многопараметрического ТП приготовления газобетона осуществляем путем компьютерного сопряжения пакета Simulink/Matlab и эмулятора PLCSim согласно структурной схеме, приведенной на рис. 1.

Взаимосвязи между соответствующими блоками, информационными датчиками и режимами исполнительных механизмов осуществляются при помощи разработанного блока интерфейса PLCSIM_Config на основе ActiveX компонента S7ProSim [6]. Этот блок реализует интерфейс по передаче в пакет Simulink управляющих параметров и приём в PLCSim контролируемых сигналов о текущем состоянии объектов управления и ТП, а также исполнительных механизмов.

Следует отметить, что в системах управления ТП с программно-логическими узлами используется подсистема человеко-машинного интерфейса (Human-machine interface), которая обеспечивает супервизорный контроль ТП. Эта подсистема реализована в виде устройств операторского контроля или SCADA систем, которые развёрнуты на одном или нескольких компьютерах верхнего уровня управления. Использование так называемых операторных панелей для оперативного контроля хода ТП, ввода уставок и директивных параметров управления и функционирования АСУ позволяют осуществлять визуализацию операторного интерфейса с помощью специализированного инжинирингового программного обеспечения проектирования, например WinCC flexible фирмы SIEMENS. Эти функции (симуляции элементов человеко-машинного интерфейса) могут быть реализованы в разработанной методике в специализированном блоке WinCC flexible (рис. 1). При этом существенно упрощается управление ходом симуляции и визуализация режимов САУ и многопараметрического ТП в соответствии с директивным ходом ТП.

Поскольку контролируемые параметры имеют различную физическую природу, то их классифицируем по трем характерным признакам [7, 8]. Каждый из обобщённых параметров состоит из совокупности сигналов управляющих, контролирующих и исполнительных механизмов в соответствии с рис. 1.

Критерий оптимального управления ТП обеспечивается за счет формирования трех программно-логических каналов, в которых информация обрабатывается программно-логическими блоками (ПЛК, ПК). Результирующая информация представляет собой обобщённый критерий оптимизации, который используется для формирования сигналов управления исполнительными механизмами компьютерной модели. Отметим, что обобщенный критерий оптимальности должен удовлетворять следующему интегральному функционалу [9]:

$$\xi(x,t) = \int_{t_1}^{t_2} \zeta(x,t) \cdot q(x,t) \cdot \rho(x,t) dt, \qquad (1)$$

где $\zeta(x,t) = \sum_{i-1}^{N} \alpha_i(t)$ – совокупность сигналов управления;

$q(x,t) = \sum_{j-1}^{M} \gamma_j(t)$ – контролируемые параметры;

$\rho(x,t) = \sum_{k-1}^{K} \chi_k(t)$ – совокупность сигналов состояния исполнительных механизмов;

x – параметр, зависящий от состояния техпроцесса.

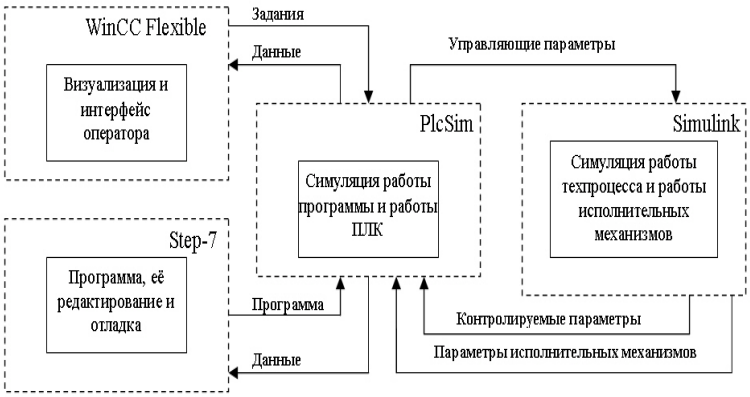


Рис. 1. Структурная схема компьютерного моделирования совместной работы многопараметрической АСУ и ТП приготовления газобетона

Основные фазы технологического процесса приготовления газобетона состоят из систем дозирования, приготовления обратного шлама, подготовки соответствующих компонентов смеси и линии порезки газобетонных массивов. В качестве примера рассмотрим предлагаемую методику компьютерного моделирования на примере системы дозирования сухих компонентов технологической линии приготовления газобетона, структурная схема которой приведена на рис. 2.

Поскольку симуляция модели в Matlab/Simulink протекает гораздо быстрее, чем в реальной технологической линии функционируют моделируемые объекты, то в модель системы дозирования был введен блок Real Time Block (рис. 2).

Этот блок позволяет осуществлять симуляцию в режиме реального времени с периодом синхронизации 0,05 с. Время синхронизации служит для сопоставления времени протекания в ТП и в программе ПЛК, эмулируемой в PLCSim. Причем доступ модели к области выходов ПЛК, служащих для управления симулируемыми режимами исполнительных механизмов ТП, и передача на выходы ПЛК данных, а также виртуальных информационных датчиков производится с помощью блока интерфейса PLCSIM Config.

Компьютерная модель системы дозирования многопараметрической технологической линии приготовления газобетона состоит из следующих подсистем: SBs_OP (служит для симуляции органов управления ТП); Cement_Izvest (система дозирования сухих компонентов смеси газобетона, таких как цемент и известь); Suspension (система дозирования алюминиевой суспензии); Shlam (система дозирования жидких компонентов смеси газобетона, таких как прямой шлам, обратный шлам и вода); Flow_Mix (моделирует подачу и распределение потоков компонентов в смеситель); Mixer (моделирует режимы смесителя). Структурная схема компьютерной модели системы дозирования сухих компонентов смеси газобетона (цемент и известь с условным обозначением Cement_Izvest) показана на рис. 3. В основе ее построения использованы методологические основы построения математической модели многопараметрической системы дозирования [7, 8, 10].

Под блоками исполнительных механизмов следует понимать электроприводы шнековых питателей, заслонок и мешалок, под блоками технологического оборудования – дозаторы, накопительные и расходные емкости, а под блоками информационных датчиков – тензодатчики и датчики уровня. Эти блоки сгруппированы в постоянно пополняемую пользовательскую библиотеку элементов автоматизации ETNA Industrial Toolbox. Она может быть использована в построении моделей подобных технологических объектов.

Управляющие сигналы поступают через соответствующие блоки дискретных и аналоговых выходов библиотеки PLCSIM Blockset, соответствующие задекларированным в ППО дискретным и аналоговым выходам, которым присваиваются адреса. Эти адреса имеют условные обозначения, например, Q4.0 обозначает дискретный, а QW288 – аналоговый выходы. Сигналы состояния исполнительных механизмов и информационных датчиков ТП поступают в эмулируемый ПЛК через блоки дискретных и аналоговых входов PLCSIM Blockset. Им присваиваются соответствующие номерам входов параметры (I4.0 обозначает дискретный, а IW288 аналоговый вход).

В компьютерной модели системы дозирования сухих компонентов основным контролируемым параметром является вес дозатора с компонентами газобетонной смеси, который определяется согласно следующему выражению:

$$\begin{aligned} G(t) &= G_{доз} + \sum_{i=1}^{2} G_i + G_{выгр} = \\ &= G_{доз} + \sum_{i=1}^{2} \int_{t_1}^{t_2} P_i(t,q) \cdot F_i(t,q) dt - \int_{t_1}^{t_2} F_{выгр}(t,q) dt = \\ &= m_{доз} \cdot g + \sum_{i=1}^{2} m_i(t) \cdot g - m_{выгр} \cdot g , \end{aligned} \qquad (2)$$

где $G_{доз}$ – вес дозатора, G_i – вес дозируемых компонентов, $G_{выгр}$ – вес выгруженных компонентов, $F_{выгр}(t,q)$ – поток выгружаемых компонентов газобе-

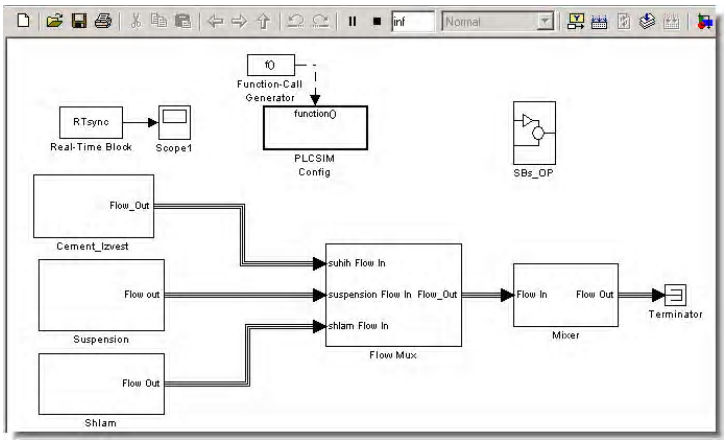


Рис. 2. Структурная схема компьютерной модели системы дозирования многопараметрической технологической линии приготовления газобетона

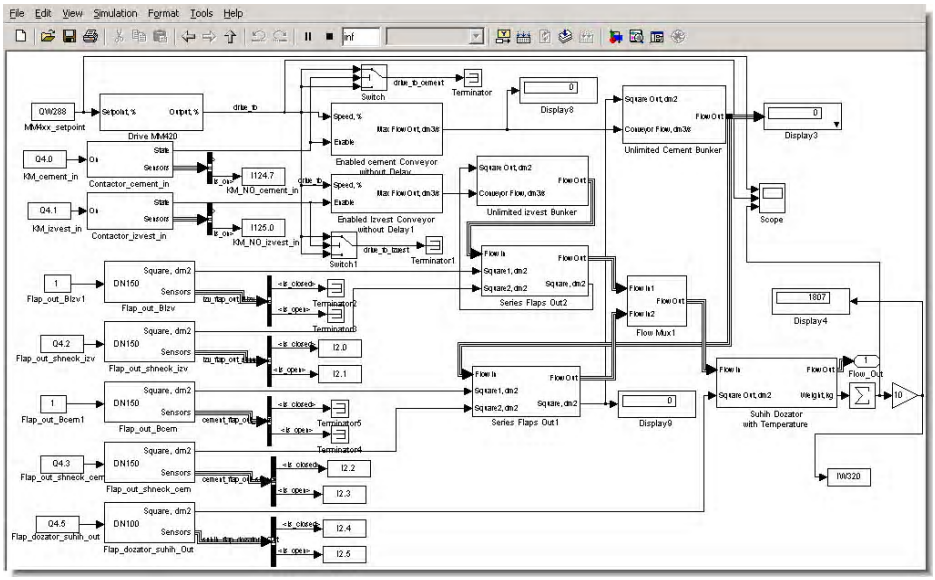


Рис. 3. Структурная схема компьютерной модели системы дозирования сухих компонент смеси газобетона

тонной смеси, q – параметр, характеризующий особенности системы управления, использующихся управляющих и исполнительных устройств и механизмов, i – количество дозируемых компонентов в одном дозаторе, $P_i(t)$ – производительность соответствующего шнекового питателя, которая зависит от его наибольшей производительности $P_{i\max}$ и от частоты на выходе преобразователя частоты $f_{вых}(t)$:

$$P_i(t,q) = P_{i\max} \cdot f_{вых}(t). \qquad (3)$$

$F_i(t,q)$ – поток соответствующего компонента газобетонной смеси, зависящий от пропускной способности заслонки. Он прямо пропорционален площади открытия заслонки $S(t,q)$ и плотности дозируемого компонента ρ_i:

$$F_i(t,q) = S_i(t,q) \cdot \rho_i . \qquad (4)$$

Масса компонентов в дозаторе m_i и масса незагруженного дозатора $m_{доз}$ минус масса выгруженных компонентов $m_{выгр}$ создают соответствующее усилие на тензодатчики, по показаниям которых определяются весовые показатели газобетонной смеси $G(t)$.

Разработанная компьютерная модель позволяет моделировать динамику изменения состояния и режимов работы АСУТП и непосредственно многопараметрической технологической линии. При этом использование средств Simulink/Matlab озволяет отображать текущие сигналы и осуществлять построение графических зависимостей в течение времени, как это показано на рис. 4. Одновременно отображается состояние текущих параметров и их соответствие программному заданию на ПЛК в среде разработки Step-7 и эмуляторе PLCSIM, как показано на рис. 5. Для оперативного управления ходом ТП, а также для настройки его параметров и отображения состояния применена эмуляция средств человеко-машинного интерфейса, например графической операторной панели. Эта эмуляция производится путем запуска проекта визуализации WinCC flexible в режиме Runtime (рис. 6). Использование проекта реальной визуализации также позволило воспользоваться системой аварийных сообщений, генерируемой ПЛК и позволяющей повысить информативность симуляции системы управления.

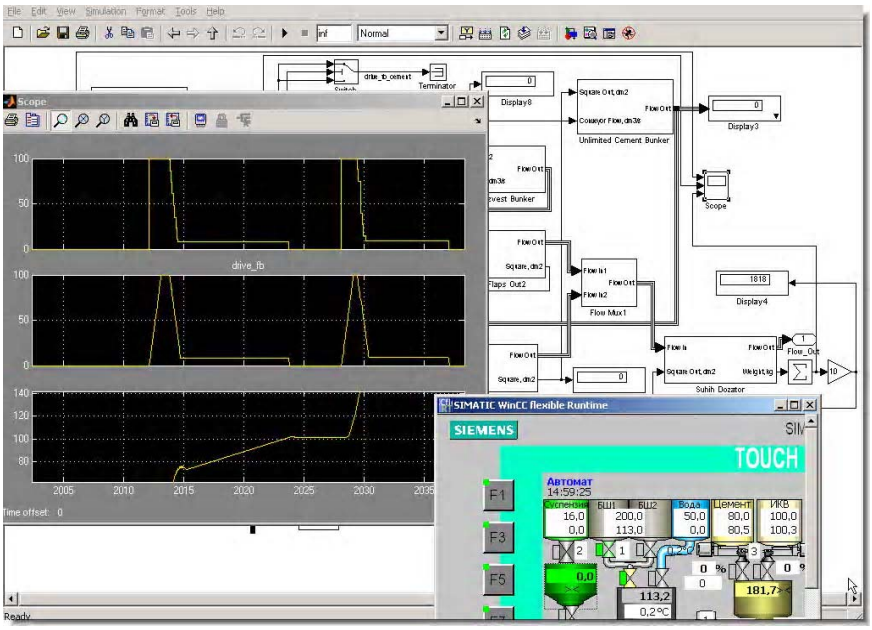


Рис. 4. Средства отображения Simulink/Matlab, визуализации WinCC flexible, а также графики управляющих и результирующих сигналов ТП

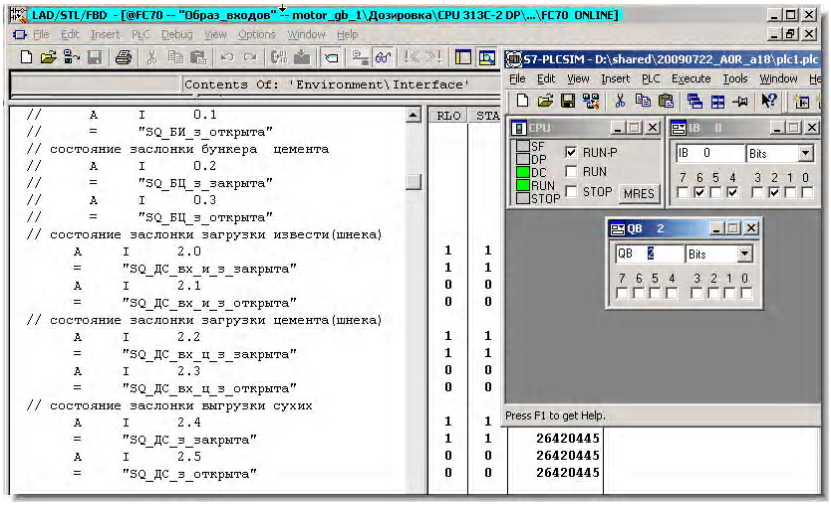


Рис. 5. Окно отображения параметров и программы на ПЛК в среде разработки Step-7 и эмуляторе PLCSIM в режиме online

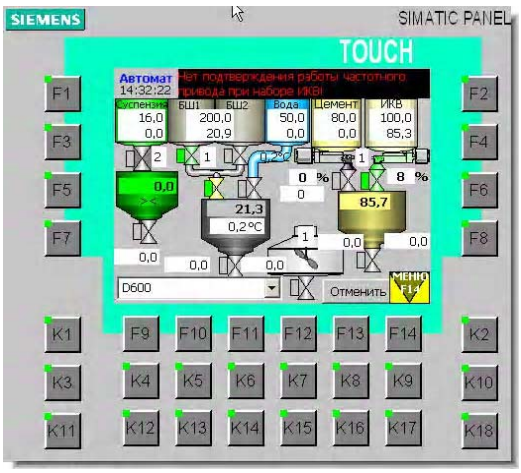


Рис. 6. Снимок экрана визуализации на графической операторной панели в режиме Runtime, отображающий возможности контроля в реальном режиме времени параметров и хода исполнения ТП

Разработанная методика компьютерного моделирования многопараметрической АСУ ТП опробована и внедрена на действующей технологической линии приготовления газобетонов, а также использована при исследовании и тестировании режимов работы различных систем дозирования смесей, приготовления технологических отходов и прямого песчаного шлама. Ее практическое использование позволило:

- ускорить сроки внедрения АСУ ТП;
- сократить непроизводительные простои электротехнического и электротехнологического оборудования, а также продолжительность техпроцесса;
-отработать и скорректировать программные средства в соответствии с электротехническими параметрами исполнительных механизмов;
- решить вопросы электромагнитной совместимости использующихся программных средств и оборудования;

- обеспечить наиболее эффективное сочетание программных средств, управляющих контроллеров, системы визуализации техпроцесса.

Выводы

Сопоставление результатов компьютерного моделирования и визуализации многопараметрической АСУ технологического процесса приготовления газобетона и экспериментальных исследований на реальной технологической линии позволяет сформулировать следующие выводы. Разработанная методика компьютерного моделирования многопараметрической АСУ ТП позволяет с высокой точностью моделировать сложные АСУ ТП в комплексе с симуляцией взаимодействия управляющий контроллер – система визуализации – многопараметрический технологический процесс. Это дает возможность повысить эффективность функционирования многопараметрической АСУ ТП за счет подбора на этапе проектирования оптимальных режимов управления АСУ ТП с учетом особенностей совместной работы управляющих и исполнительных механизмов, а также особенностей функционирования технологических процессов с множеством параметров различной физической природы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грибов В. В. Тестирование программного обеспечения и отработка алгоритмов АСУТП для нефтегазового комплекса / В. В. Грибов, А. Я. Коростелев, А. А. Койда // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2005. – № 1. – С. 42–45.
2. О моделировании и исследовании: систем, объектов, технических процессов и физических явлений. [Електронний ресурс] // Сайт Exponenta.Ru. 2009. – Режим доступу : http://model.exponenta.ru/
3. Слободчиков К. Ю. Метод структурного моделирования системы управления компрессорным цехом / К. Ю. Слободчиков // «Теория и практика имитационного моделирования и создания тренажеров» : междунар. конф. : сб. статей. – Пенза, 2004. – С. 30–32.
4. Слободчиков, К.Ю. Методи та моделі розподілу навантаження між газо-перекачувальними агрегатами компресорного цеху [Текст] / К.Ю. Слободчиков //Науковий вісник ІФНТУНГ. – №2(18) – 2008. – С. 106–114.
5. Марецкая В. В. Моделирование технологических процессов механической обработки с использованием программного комплекса «Моделирование в технических устройствах» («МВТУ») / В. В. Марецкая // Изв. вузов. Машиностроение. – № 4 (18) – 2004. – С. 39 –52.
6. SIMATIC S7ProSim V5.4. COM Object // User Manual Edition 01/07. – Nuernberg : Siemens AG, 2007. – 63 с.
7. Зиновкин В. В. Многокритериальная автоматизированная система управления технологическим процессом приготовления газобетона / В. В. Зиновкин, Э. М. Кулинич // Інтелектуальні системи прийняття рішень і проблеми обчислювального інтелекту (ISDMCI-2009) : міжнар. конф., 19-22травня 2009 р. : тези докл. – Євпаторія, 2009. – Т. 2. – С. 608–611.
8. Зіновкін В. В. Моделювання режимів дозування системи автоматизованого керування багатопараметричним технологічним процесом /В. В. Зіновкін, Е. М. Кулинич // Вісник КДПУ. – Кременчук : КДПУ, 2010. – Вип. 3/2010 (62). Ч. 1. – С. 146–148.
9. Зиновкин В. В. Моделирование процесса утилизации отходов в технологии производства газобетона / В. В. Зиновкин, ЭМ. Кулинич // Стратегія якості у промисловості і освіті : міжнар. конф., 6–13 червня 2009 р. : тези докл. – Варна, Болгарія, 2009. – Т. 2. – С. 176–179.
10. Зиновкин В. В. Моделирование автоматизированного электропривода дозатора технологической линии приготовления газобетона / В. В. Зиновкин, Э. М. Кулинич // Електротехніка та електроенергетика. – 2009. – №2. – С. 49–53.

Стаття надійшла до редакції 03.08.2010
Після доробки 30.08.2010

Кулинич Е. М., Зіновкін В. В, Шаповалов С. Є. Метод моделювання і візуалізації багатопараметричної системи керування технологічним процесом приготування газобетону

Розроблено методологічні основи комп'ютерного моделювання і одночасної візуалізації протікання окремих процесів в часі системи керування багатопараметричним технологічним процесом. Розглянуто приклад комп'ютерної симуляції багатопараметричної автоматизованої системи керування технологічним процесом приготування газобетону.

Ключові слова: *комп'ютерне моделювання, емуляція ПЛК, візуалізація, багатопараметрична автоматизована система керування технологічним процесом, газобетон*

Kulynych E., Zinovkin V., Shapovalov S. Method of modeling and visualization of multiparametric system of aerocrete preparation process control

Methodological basis of computer modeling and simultaneous visualization of separate processes behavior in time is developed for a system of multiparametric processes control. The example of computer simulation of a multiparametric automatic system of aerocrete preparation process control is described in the paper.

Key words: *computer simulation, PLC emulation, visualization, multiparametric automatic system of technological process control, aerocrete.*

II. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.3.049

А. М. Олейников д-р техн. наук[1], Л. Н. Канов канд. техн. наук[1], Ю. В. Матвеев канд. техн. наук[1], Е. И. Зарицкая[2]

[1]Севастопольский национальный технический университет

[2]Одесский национальный морской университет

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АВТОНОМНОЙ БЕЗРЕДУКТОРНОЙ ВЕТРОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ НА ГЕНЕРАТОРЕ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Построена математическая модель ветроэлектрической установки малой мощности на генераторе с постоянными магнитами. Для стабилизации напряжения на сборной шине применена балластная нагрузка и аккумуляторная батарея. Выполнено моделирование динамического режима со случайным характером скорости ветра и изменения нагрузки.

Ключевые слова: *ветрогенератор, асинхронный генератор, ветроколесо, генератор с постоянными магнитами.*

Введение

Автономные ветроэлектрические установки (ВЕУ) производят электроэнергию для бытовых и промышленных нужд и в современных условиях представляют альтернативу традиционному электроснабжению [1]. Ведущим элементом ВЭУ является ветроколесо, возможности повышения частоты вращения которого ограничивают аэродинамические факторы. Использование для этой цели редукторов и других механических устройств нецелесообразно с точки зрения возникновения дополнительных потерь энергии и ухудшения массогабаритных показателей. Поэтому для получения напряжения приемлемой частоты необходимо использовать тихоходные многополюсные генераторы. Перспективными для этой цели являются генераторы на постоянных магнитах, которые просты по конструкции, надежны, не требуют дополнительного питания со стороны обмотки возбуждения.

Основной особенностью ВЭУ является необходимость работы в условиях изменения скорости ветра, отдельные порывы которого могут существенно превышать его среднюю скорость, а в другие моменты времени скорость может значительно снижаться. Это обстоятельство вынуждает использовать в ВЭУ сложные механические или гидравлические устройства регулирования скорости, а, следовательно – выходного напряжения генератора, что существенно усложняет и удорожает всю конструкцию и малопригодно для автономной ВЭУ малой мощности. Здесь предпочтительнее использовать установки с промежуточным звеном постоянного тока и буферным накопителем энергии с последующим преобразованием ее в напряжение и ток промышленной частоты. В [2] для этих целей предлагается использовать гибридные ветро-солнечные установки, которые, однако, по очевидным причинам не способствуют в полной мере преодолению отмеченных затруднений. В [3] рекомендуется на основании сопоставления мощностных характеристик генератора и ветроколеса регулировать генераторы по цепи возбуждения, что неприемлемо для избранной ВЭУ с генераторами на постоянных магнитах.

Среди различных типов накопителей энергии наиболее привлекательным средством для буферного накопителя энергии в ВЭУ малой мощности представляются аккумуляторы, которые при достаточной скорости ветра заряжаются, а при падении скорости ветра и дефиците мощности отдают энергию нагрузке. Для оперативного регулирования потока мощности от генератора к нагрузке целесообразно также применять балластную резистивную нагрузку, воспринимающую излишки мощности при больших скоростях ветра.

Таким образом, в современной литературе достаточно разработаны типовые схемы ВЭУ большой и средней мощности [1, 3], а также режимы работы генератора с электромагнитным возбуждением или возбуждением от постоянных магнитов [4]. В гораздо меньшей степени исследованы нестационарные динамические режимы ВЭУ малой мощности без механической стабилизации скорости вращения ветроколеса, характеризуемые случайной скоростью ветра и случайной величиной сопротивления нагрузки при условии стабилизации напряжения на нагрузке по мгновенным значениям скорости ветра и выходного напряжения генератора.

Целью статьи является разработка математического описания схемы ВЭУ малой мощности с генератором на постоянных магнитах, а также моделирование

© А. М. Олейников, Л. Н. Канов, Ю. В. Матвеев, Е. И. Зарицкая 2010 р.

режима ее работы в условиях случайной скорости ветра и случайного характера изменения сопротивления нагрузки.

Описание работы ВЭУ

ВЭУ малой мощности на генераторе с постоянными магнитами работает следующим образом. Фазное напряжение с генератора с номинальной мощностью 1,5 кВт подается на мостовой неуправляемый выпрямитель и через демпфирующий фильтр поступает на сборную шину 56 В. К этой же шине подсоединяется балластная резистивная нагрузка и аккумуляторная батарея через контроллер заряда – разряда. Со сборной шины напряжение поступает на инвертор, с выхода которого на нагрузку снимается напряжение 220 В промышленной частоты.

При избытке мощности генератора, что выражается в увеличении напряжения вследствие увеличения скорости ветра, проводимость балластной нагрузки увеличивается, что приводит к оттоку излишней мощности. Кроме того, в этих условиях имеется возможность подзаряда аккумуляторной батареи; ее контроллер обеспечивает ограничение зарядного тока и полное его прекращение при максимальном заряде. Вследствие этого напряжение на сборной шине возрастает незначительно. Аналогичная работа происходит и при снижении мощности, потребляемой нагрузкой. При полной потере мощности нагрузки и полностью заряженной аккумуляторной батарее ветроколесо выводится от ветра или тормозится. Таким образом, в предлагаемой системе не предусматривается прямого регулирования скорости ветроколеса; это происходит опосредованно путем регулирования нагрузки генератора.

Дефицит мощности возникает при кратковременном снижении скорости ветра или набросе нагрузки на инвертор. При дефиците мощности на сборной шине проводимость балластной нагрузки снижается до нуля, а разряжающаяся аккумуляторная батарея поддерживает напряжение на неизменном уровне. Контроллер ограничивает разрядный ток батареи и прекращает его при максимально допустимом ее разряде. Изменение проводимости балластной нагрузки обеспечивается подключением к сборной шине низкоомных резисторов через устройство широтно-импульсной модуляции с частотой 4…6 кГц.

Математическое описание системы

Математическое описание режимов работы генератора с постоянными магнитами при условии синусоидальности кривой выходного напряжения и ненасыщенности магнитной цепи выполняется в ортогональных d,q – координатах с опережающим вращением продольной оси. В подобных генераторах нет специальных демпфирующих обмоток на роторе; их роль играют массивные части ротора или алюминиевая заливка. Согласно результатам исследования [4], демпфирующие токи сравнительно мало влияют на режим такого генератора, поэтому далее в математической модели они будут опущены. Кроме того, изменение магнитного потока вследствие частичного размагничивания существенно проявляется лишь при токах, близких к короткому замыканию. Поэтому далее полагаем, что магнитный поток магнитов остается постоянным. Отметим, что подобное же допущение принято разработчиками модели машины с постоянными магнитами в пакете имитационного моделирования MATLAB Simulink.

Таким образом, уравнения по продольной и поперечной составляющим токов и напряжений генератора имеют вид [4]:

$$\left.\begin{aligned} 1{,}5(ri_d + L_d\frac{di_d}{dt} + L_q i_q \Omega p) + u_d = 0; \\ 1{,}5(ri_q + L_q\frac{di_q}{dt} - L_d i_d \Omega p - \Psi\Omega p) + u_q = 0 \end{aligned}\right\},$$

где u_d, i_d, u_q, i_q – продольные и поперечные составляющие фазных напряжений и токов на выходе генератора; L_d, L_q – индуктивность фазной обмотки статора генератора вдоль соответствующих осей; p – число пар полюсов; r – активное сопротивление фазы обмотки статора; Ψ – потокосцепление магнитов вдоль продольной оси генератора.

Пренебрегая электрической инерционностью обмоток генератора по сравнению с его механической инерционностью и полагая обобщенное сопротивление нагрузки $R_н$ резистивным, из последних уравнений получаем выражения для составляющих выходного тока генератора

$$i_q = \frac{1{,}5\Psi\Omega p\left(1{,}5r + \frac{1}{\sqrt{3}}R_н\right)}{L_d L_q (1{,}5\Omega p)^2 + \left(1{,}5r + \frac{1}{\sqrt{3}}R_н\right)^2};$$

$$i_d = -\frac{1{,}5\Omega p L_q i_q}{1{,}5r + \frac{1}{\sqrt{3}}R_н}. \qquad (1)$$

Уравнение динамики механической части ВЭУ имеет вид уравнения равновесия моментов

$$J\frac{d\Omega}{dt} + k_{тр}\Omega + M_{ген} = M_{вк}, \qquad (2)$$

где J – момент инерции вращающихся масс; $k_{тр}$ – коэффициент трения; $M_{ген} = 1{,}5pi_q\left[1{,}5\Psi + (L_d - L_q)i_d\right]$ – электромагнитный момент генератора; $M_{вк}$ – вращающий момент ветроколеса, зависящий от скорости его вращения Ω и скорости ветра V [1]:

$$M_{вк} = M(z)\frac{D^3 \rho \pi V^2}{16}, \qquad (3)$$

где D – диаметр ветроколеса; ρ – плотность воздуха; $M(z)$ – относительный момент ветроколеса, зависящий от коэффициента быстроходности $z = \frac{R_{вк}\Omega}{V}$, где $R_{вк}$ – радиус ветроколеса.

Типовой график относительного момента для трехлопастного ветроколеса изображен на рис. 1 сплошной линией. Для целей моделирования этот момент аппроксимируется нелинейной зависимостью

$$M(z) = k_1 e^{-k_2 (z - z_0)^2} + k_3 e^{-k_4 z} + k_5 \sin z - k_6 z^5, \qquad (4)$$

где $k_1 - k_6$ – коэффициенты аппроксимации.

На рис. 1 аппроксимированная зависимость (4) показана штриховой линией при значениях параметров: $k_1 = 0{,}09$; $k_2 = 0{,}35$; $k_3 = 0{,}006$; $k_4 = 0{,}03$; $k_5 = 0{,}009$; $k_6 = 3 \cdot 10^{-7}$. Как следует из рис. 1, аппроксимация в достаточной степени отражает исходную кривую, особенно с учетом того, что сама исходная кривая $M(z)$ обычно представляется в весьма усредненном виде [1].

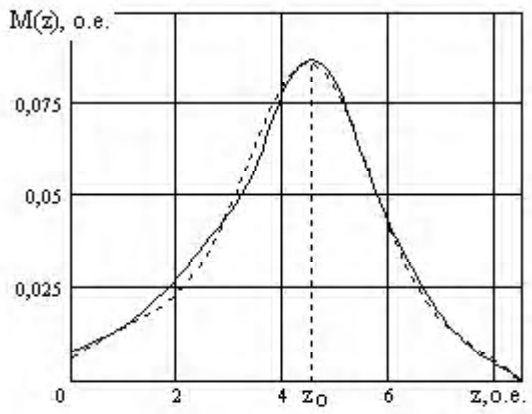


Рис.1. Типовой график относительного момента (сплошная линия) и его аппроксимация (штриховая линия)

Зависимость сопротивления балластной резистивной нагрузки $r_{бн} = f(u)$ от напряжения u на сборной шине при $u > U_0$ представляется выражением

$$r_{бн} = \frac{2}{u - U_0 + 0{,}002}, \qquad (5)$$

в котором через U_0 обозначено заданное напряжение $U_0 = 56$ В.

При напряжении, большем U_0, сопротивление $r_{бн}$ уменьшается, и балластная нагрузка принимает избыток мощности, что стабилизирует напряжение на сборной шине. При дефиците мощности, когда напряжение меньше U_0, сопротивление балластной нагрузки увеличивается и ограничивается сверху значением 1…2 кОм. При реализации системы закон высокочастотной широтно-импульсной модуляции конструируется таким образом, чтобы обеспечить среднее значение сопротивления в соответствии с выражением (5).

Идеализированная вольтамперная характеристика (ВАХ) аккумуляторной батареи изображена на рис. 2 штриховой линией. Рабочим является почти вертикальный участок этой кривой, при $I > 0$ соответствующий режиму зарядки, а при $I < 0$ – режиму разрядки. Горизонтальные участки являются нерабочими (и недопустимы); контроллер аккумуляторной батареи исключает выход на эти участки, ограничивая токи заряда и разряда почти вертикальной частью характеристики. Проводимость батареи $g_{аб} = f(u)$ (рис. 2, сплошная линия), соответствующая данной ВАХ, аппроксимируется выражением

$$\left.\begin{aligned} g_{аб}(u) &= \frac{b_1}{u} - \frac{b_1}{U_0} e^{-b_2 (u - U_0)};\ u > U_0; \\ g_{аб}(u) &= -\frac{b_1}{u} + \frac{b_1}{U_0} e^{b_2 (u - U_0)};\ u < U_0 \end{aligned}\right\}, \qquad (6)$$

где b_1, b_2 – коэффициенты аппроксимации. Первые слагаемые в этих выражениях отражают горизонтальные

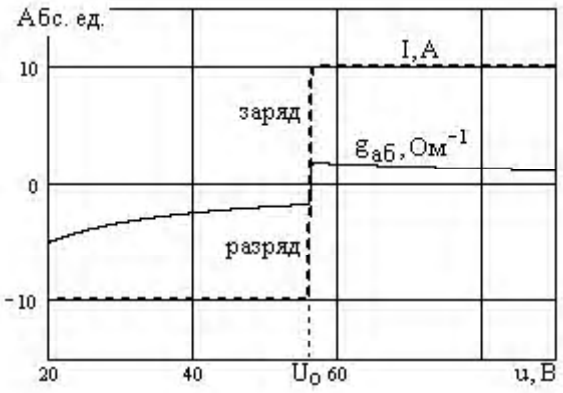


Рис. 2. Вольтамперная характеристика и проводимость аккумуляторной батареи

участки ВАХ, а экспоненциальные обеспечивают плавный переход между этими участками по почти вертикальной линии, соответствующей режимам заряда – разряда батареи. Коэффициент b_1 определяет предельный ток батареи (для определенности принято $b_1 = 20$); коэффициент $b_2 = 10$ – определяет степень сглаживания углов характеристики и уровень наклона от вертикали рабочего участка заряда – разряда батареи (подбирается опытным путем). Таким образом, обобщенное сопротивление нагрузки, подсоединенной к сборной шине, имеет вид

$$R_н = R_н(t, u) = \left(\frac{1}{r_н(t)} + \frac{1}{r_{бн}(u)} + g_{аб}(u) \right)^{-1}, \qquad (7)$$

где $r_н(t)$ – сопротивление полезной нагрузки (входное сопротивление инвертора).

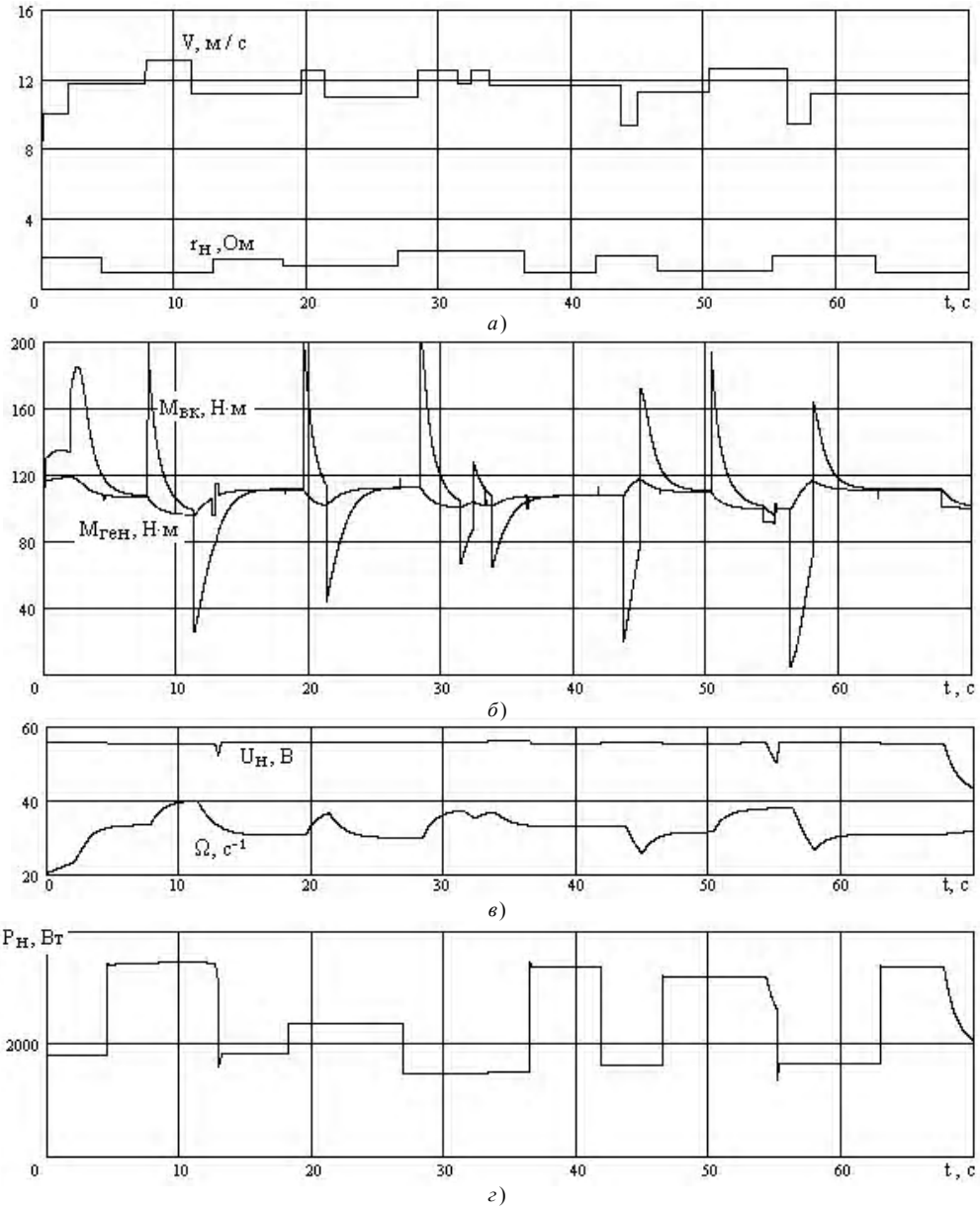


Рис.3. Графики стационарного режима ВЭУ:
а) скорость ветра и сопротивление нагрузки; *б*) моменты ветроколеса и генератора;
в) напряжение нагрузки и скорость генератора; *г*) мощность нагрузки

Упрощенное математическое описание узла «выпрямитель – фильтр» определяется уравнением

$$T_в \frac{du}{dt} + u = R_н I_н , \qquad (8)$$

где u – напряжение на сборной шине; $T_в$ – постоянная времени фильтра; $I_н = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$. Заряд q (количество электричества) аккумуляторной батареи зависит от ее тока и описывается уравнением

$$T_{аб} \frac{dq}{dt} = u \cdot g_{аб}(u), \qquad (9)$$

где $T_{аб}$– постоянная, характеризующая емкость батареи и, следовательно, скорость ее заряда и разряда. Правая часть уравнения (9) – ток батареи, ограничиваемый сверху и снизу при разряде и заряде и равный нулю, когда батарея разряжена и $u < U_0$, а также когда батарея полностью заряжена и $u > U_0$.

Таким образом, уравнение (2) вместе с (1), (3), (4), (7), (5) и (6) описывает механическую динамику ВЭУ; уравнение (8) вместе с (1), (7), (5), (6) описывает напряжение u на сборной шине; уравнение (9) вместе с (6) характеризует текущий заряд батареи.

Результаты исследования

На рис. 3–рис. 4 представлены графики стационарного режима ВЭУ на интервале длительностью 70 с при случайной скорости ветра $V(t)$ и случайном характере изменения переменного сопротивления нагрузки $r_н(t)$.

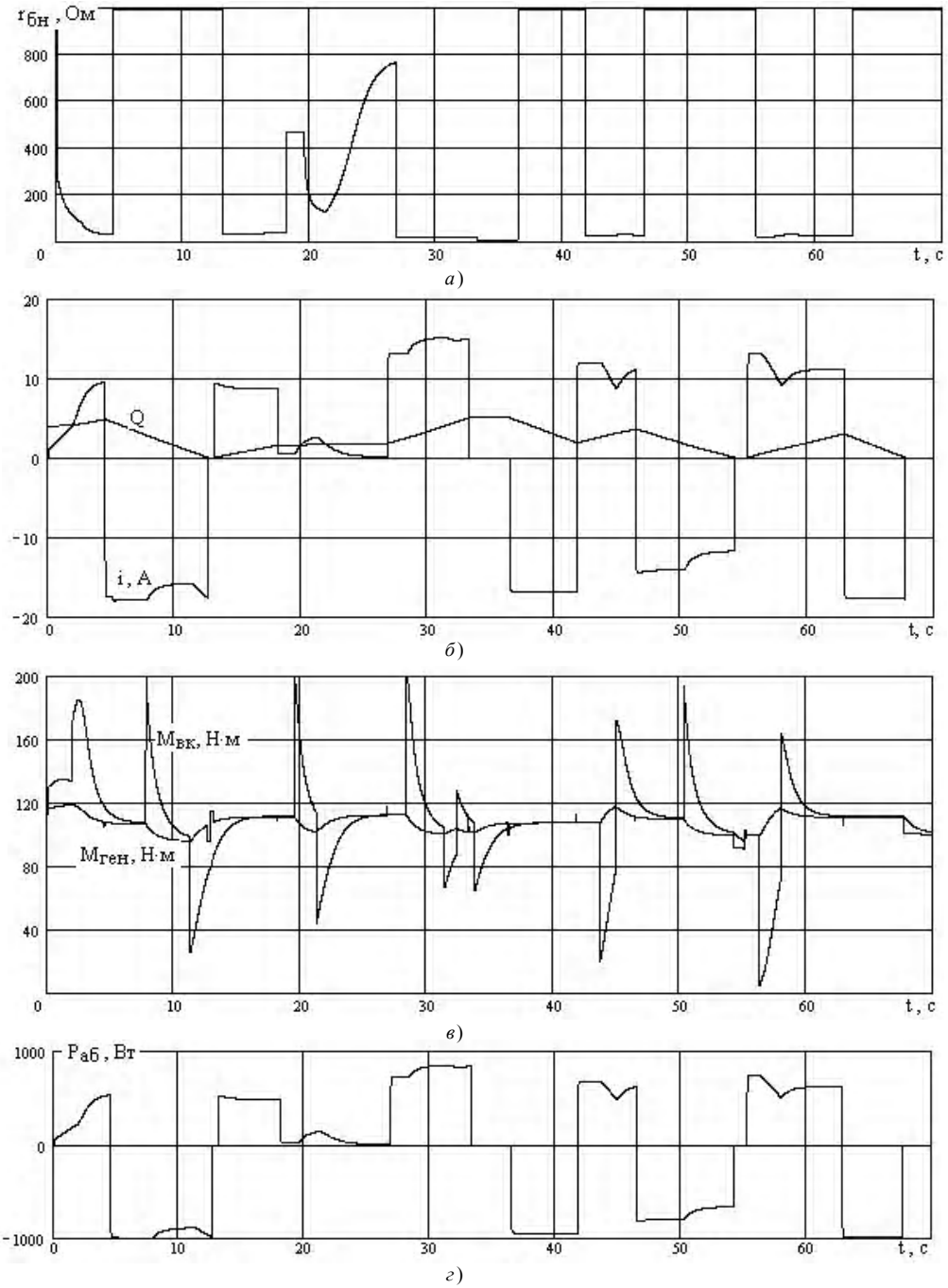


Рис.4. Графики стационарного режима ВЭУ:
а) сопротивление балластной нагрузки; *б*) ток и заряд батареи;
в) мощность генератора и ветроколеса; *г*) мощность батареи

Расчет выполнен по вышеизложенной математической модели в среде MathCad со следующими численными значениями параметров, характерными для ВЭУ малой мощности с генератором на постоянных магнитах: индуктивность и сопротивление фазы генератора $L_d = 0{,}0032$ Гн; $L_q = 0{,}0027$ Гн; $r = 0{,}3$ Ом; число пар полюсов $p = 12$; магнитное потокосцепление постоянных магнитов на полюс $\Psi = 0{,}165$ Вб; коэффициент трения $k_{mp} = 0{,}01$; диаметр ветроколеса $D = 4$ м; момент инерции вращающихся масс $J = 11{,}1$ кг$\cdot$м^2; постоянные времени: $T_в = 1{,}1$ с ; $T_{аб} = 20$ с.

Как видно из графиков, ВЭУ в целом успешно справляется с задачей поддержания напряжения u на сборной шине на уровне 56 В. Небольшие отклонения напряжения заметны лишь при значительных перепадах сопротивления нагрузки и скорости ветра. Так, провал напряжения на сборной шине произошел в интервале от 12,3 с до 14 с вследствие неблагоприятного сочетания снижения скорости ветра и сопротивления нагрузки, что привело к быстрому разряду аккумуляторной батареи.

Ясно видно также, что изменение скорости ветра сопровождается бросками момента ветроколеса, которые объясняются инерционностью вращающихся масс ВЭУ и требуют повышенного внимания к проектированию ее механической части. В интервалах постоянства скорости ветра момент ветроколеса незначительно превышает момент генератора из-за наличия момента трения. Скорость генератора отслеживает изменение скорости ветра с запаздыванием, объясняемым моментом инерции вращающихся масс и мало зависит от задаваемых значений сопротивления нагрузки. Ток генератора испытывает значительные колебания, объясняемые как изменением сопротивлений $r_н(t)$ и $r_{бн}(t)$, так и током аккумуляторной батареи $i_{аб}$ (на рисунке зарядный ток принят положительным, а разрядный – отрицательным). Заряд батареи в целом поддерживается на достаточном уровне, кроме отмеченного случая провала напряжения на нагрузке, и на интервале от 14 с до 23 с из-за низкого сопротивления нагрузки.

Мощность ветроколеса $P_{вк} = \Omega M_{вк}$ имеет резкие колебания в соответствии с изменением скорости ветра. Мощность генератора складывается из мощности нагрузки, мощности балластного сопротивления, мощности аккумуляторной батареи и мощности нагрева обмоток генератора. В силу инерционности системы мощность генератора $P_{ген} = \Omega M_{ген}$ изменяется плавно и колеблется в пределах от 2,5 кВт до 3,7 кВт. Так как напряжение на сборной шине практически постоянно, график мощности нагрузки $P_н = \dfrac{u^2}{r_н(t)}$ повторяет изменения сопротивления нагрузки. Мощность аккумуляторной батареи $P_{аб} = u^2 g_{аб}$ во время заряда положительна, а во время разряда «отрицательна» и подпитывает нагрузку при дефиците мощности генератора. На предельный разрядный ток 20 А батарея выходит только в момент t =13 с. В это время мощность ее составляет 1,3 кВт.

Выводы

Предложенная разработка ВЭУ малой мощности с постоянными магнитами обеспечивает заданный уровень напряжения на сборной шине при значительных колебаниях скорости ветра и сопротивления нагрузки, а ее математическая модель достаточно адекватно описывает стационарные и переходные режимы ВЭУ.

Отсутствие трансформатора и редуктора улучшает массогабаритные показатели системы, а применение буферной аккумуляторной батареи достаточной емкости, постоянно подсоединенной к нагрузке, обеспечивает более стабильное напряжение ВЭУ в условиях случайных колебаний скорости ветра и мощности нагрузки.

Ближайшей задачей в направлении исследований является создание действующего макета разработанной ВЭУ и испытание ее с целью проверки достоверности разработанной математической модели.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кривцов В. С. Неисчерпаемая энергия. Кн. 1. Ветроэнергетика / В. С. Кривцов, А. М. Олейников, А. И. Яковлев. – Харьков : Нац. аэрокосм. ун-т (ХАИ); Севастополь: Севастоп. нац. техн. ун-т, 2004. – 519 с.
2. Дзензерский В. А. Принципы построения гибридных ветро-солнечных энергоустановок / В. А. Дзензерский, Н. Е. Житник, С. В. Плаксин, Л. М. Погорелая и др. // Електротехніка та електроенергетика. – 2007. – № 1. – С. 67–72.
3. Лукутин Б. В. Энергоэффективные управляемые генераторы для ветроэлектростанций / Б. В. Лукутин, Е. Б. Шандарова, А. И. Муравлев // Известия вузов. Сер. Электромеханика. – 2008. – № 6. – С. 63–66.
4. Олейников А. М. Исследование режимов маломощного генератора с постоянными магнитами методом схемного моделирования / А. М. Олейников, Л. Н. Канов // Вестник СевГТУ. Сер. Механика, энергетика, экология: сб. науч. тр. – Севастополь, 2007. – Вып. 80. – С. 29–34.

Стаття надійшла до редакції 20.11.2010 р.

Олєйников О. М., Канов Л. Н., Матвєєв Ю. В., Зарицька О. И. Математична модель автономної безредукторної вітроелектричної установки на генераторі з постійними магнітами.
Побудовано модель вітроелектричної установки малої потужності на генераторі з постійними магнітами. Для стабілізації напруги на збірній шині застосовано баластне навантаження і акумуляторну батарею. Виконано моделювання динамічного режиму з випадковим характером швидкості вітру і зміни навантаження.
Ключові слова: *вітрогенератор, асинхронний генератор, вітроколесо, генератор з постійними магнітами.*

Oleynikov A., Kanov L., Matveev Y., Zarickaya E. Mathematical model of self-contained direct-drive wind-driven electric plant based on permanent magnet generator.
The model of a low-power wind-driven electric plant based on a permanent magnet generator has been developed. To stabilize collecting bus voltage, a ballast load and a storage battery are used. Dynamic conditions with random nature of wind speed and load change are modeled.
Key words: *wind-generator, asynchronous generator, windwheel, permanent magnet generator.*

УДК 621.314

В. П. Метельский канд. техн. наук, В. А. Волков

Запорожский национальный технический университет

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ СНИЖЕНИЯ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ В ТРЕХФАЗНЫХ СЕТЯХ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ СИММЕТРИРОВАНИИ СЕТЕВЫХ ФАЗНЫХ ТОКОВ СИЛОВЫМ АКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ

На основе анализа путей снижения сетевых потерь мощности при симметрировании сетевых фазных токов получены аналитические зависимости, позволяющие оценить возможность снижения энергопотребления в трехпроводной и четырехпроводной сетях переменного напряжения посредством использования для симметрирования силового активного фильтра.

Ключевые слова: *силовой активный фильтр, трехфазная сеть переменного напряжения, сетевые потери мощности, симметрирование сетевых фазных токов.*

В связи с удорожанием электроэнергии в последние годы в мире и Украине уделяется большое внимание ее сбережению при передаче к потребителям. Наиболее эффективными из существующих технических средств энергосбережения в распределительных трехфазных сетях являются силовые активные фильтры (САФ) [1–3]. Они способны одновременно с высокой точностью и быстродействием осуществлять компенсацию потребляемой из сети реактивной и искажающей мощности, а также симметрировать сетевые фазные токи (СФТ) [3].

Основная часть известных публикаций по данной тематике в зарубежной и отечественной научно-технической литературе посвящена исследованиям эффективности компенсации реактивной и искажающей мощности [1–4], а также симметрированию СФТ [3, 5] и совершенствованию управления САФ [2–4]. Однако лишь очень незначительная часть из известных публикаций [6, 7] рассматривает количественную оценку сбережения сетевых потерь мощности (СПМ) в трехфазных сетях переменного напряжения (ТСПН) при применении САФ, что сдерживает промышленное внедрение указанных фильтров.

Целью статьи является оценка возможности снижения энергопотребления в трехфазных сетях переменного напряжения, достигаемого при симметрировании сетевых фазных токов с использованием САФ.

Исходные теоретические положения. Полагаем, что за счет применения САФ в трехпроводной и четырехпроводной ТСПН достигнута полная компенсация реактивной и искажающей мощности [4], что позволяет считать эквивалентную несимметричную трехфазную нагрузку (подключенную к данной ТСПН) линейной и активной. При последующем анализе будем учитывать только составляющую сетевых потерь мощности, вызванную токовой нагрузкой сети (фазных и нейтрального проводов, силового трансформатора), а также оценивать снижение СПМ, достигнутое только симметрированием СФТ посредством САФ. Исходя из принятых допущений, в статье [7] показано, что посредством идеального (не учитывающего потери мощности в САФ) симметрирования СФТ достигается следующее снижение СПМ в ТСПН:

$$\Delta P_э = \Delta P_{ср} - \Delta P_0 = (1 - K_c)\Delta P_{ср}, \qquad (1)$$

где $\Delta P_{ср}$ и ΔP_0 – значения СПМ соответственно до и после указанного симметрирования СФТ;

K_c – коэффициент снижения СПМ от идеального симметрирования. Причем, значения упомянутых параметров рассчитываются из следующих зависимостей [7]:

- для трехпроводной и четырехпроводной ТСПН

$$\Delta P_0 = K_c \Delta P_{ср}, \qquad (2)$$

- для трехпроводной ТСПН

$$\left.\begin{aligned} \Delta P_{ср} &= \frac{3}{2} R_ф (I_{пр}^2 + I_{обр}^2), \\ K_c &= I_{пр}^2 / (I_{пр}^2 + I_{обр}^2) \end{aligned}\right\}, \qquad (3)$$

- для четырехпроводной ТСПН

$$\left.\begin{aligned} \Delta P_{ср} &= R_ф (I_{Aд}^2 + I_{Bд}^2 + I_{Cд}^2 + \xi I_{Nд}^2), \\ K_c &= \frac{I_{Aд}^2 + I_{Bд}^2 + I_{Cд}^2}{3(I_{Aд}^2 + I_{Bд}^2 + I_{Cд}^2 + \xi I_{Nд}^2)} \end{aligned}\right\}. \qquad (4)$$

© В. П. Метельский, В. А. Волков 2010 р.

Используются следующие обозначения: $I_{пр}$ и $I_{обр}$ – модули составляющих обобщенного вектора сетевого тока прямой и обратной последовательности; $I_{A\partial}, I_{B\partial}, I_{C\partial}$ и $I_{N\partial}$ – действующие значения СФТ и тока нейтрали соответственно; ξ – отношение активных сопротивлений нейтрального R_N и фазного R_ϕ проводов сети

$$\xi = R_N / R_\phi . \quad (5)$$

С учетом (3) и (4) определим из (1) снижение СПМ при симметрировании СФТ для трехпроводной

$$\Delta P_э = \frac{3}{2} R_\phi I^2_{обр} \quad (6)$$

и четырехпроводной ТСПН

$$\Delta P_э = R_\phi (I^2_{A\partial} + I^2_{B\partial} + I^2_{C\partial} + \xi I^2_{N\partial} - 3I^2_{\phi\partial 0}) = aR_\phi . \quad (7)$$

где $I_{\phi\partial 0}$ – действующее значение СФТ в четырехпроводной ТСПН после идеального симметрирования; a – коэффициент, рассчитываемый для четырехпроводной ТСПН по зависимости

$$a = I^2_{A\partial} + I^2_{B\partial} + I^2_{C\partial} + \xi I^2_{N\partial} - 3I^2_{\phi\partial 0} . \quad (8)$$

Принимая во внимание фактическое наличие собственных потерь мощности в САФ, условием общего энергосбережения (т.е. снижения суммарных потерь в ТСПН и САФ) является соотношение

$$\Delta P'_э > \Delta P_{A\Phi} , \quad (9)$$

где $\Delta P'_э$ – реальное снижение СПМ в ТСПН, учитывающее наличие потерь мощности в САФ и рассчитываемое по зависимости [7]

$$\Delta P'_э = (1 - K'_c)\Delta P_{ср} . \quad (10)$$

В последней зависимости фактическое значение K'_c коэффициента снижения СПМ находится из соотношения [7]

$$K'_c \approx (1 + \lambda_1)^2 K_c , \quad (11)$$

где поправочный коэффициент λ_1 находится через потребляемое из ТСПН среднее значение $P_{ср}$ активной мощности до симметрирования СФТ в виде

$$\lambda_1 = \left(\Delta P_{A\Phi} - \frac{3}{2} R_\phi I^2_{обр} \right) / P_{ср} \quad (12)$$

для трехпроводной или

$$\lambda_1 = \left(\Delta P_{A\Phi} - aR_\phi \right) / P_{ср} \quad (13)$$

для четырехпроводной ТСПН.

Оценка энергосбережения для трехпроводной ТСПН. Для данной сети с учетом (10)–(12) условие энергосбережения принимает вид

$$\Delta P_{A\Phi} + \frac{3}{2} R_\phi I^2_{пр} (1 + \lambda_1)^2 < \frac{3}{2} R_\phi \left(I^2_{пр} + I^2_{обр} \right). \quad (14)$$

Подставив значение λ_1 из (12) в (14), преобразуем (14) к виду

$$\Delta P_{A\Phi} < \frac{3}{2} R_\phi \left\{ I^2_{обр} - I^2_{пр} \left[\left(\frac{\Delta P_{A\Phi} - \frac{3}{2} R_\phi I^2_{обр}}{P_{ср}} \right)^2 + 2 \left(\frac{\Delta P_{A\Phi} - \frac{3}{2} R_\phi I^2_{обр}}{P_{ср}} \right) \right] \right\} . \quad (15)$$

Введем дополнительную переменную

$$x = \Delta P_{A\Phi} - \frac{3}{2} R_\phi I^2_{обр} , \quad (16)$$

через которую определим сопротивление фазы R_ϕ в виде

$$R_\phi = \frac{2}{3} \left(\frac{\Delta P_{A\Phi} - x}{I^2_{обр}} \right). \quad (17)$$

Подставив в (15) указанную переменную x и значение R_ϕ из (17), получим

$$\Delta P_{A\Phi} < \frac{(\Delta P_{A\phi} - x)}{I^2_{обр}} \left\{ I^2_{обр} - I^2_{пр} \left[\left(\frac{x}{P_{ср}} \right)^2 + 2 \frac{x}{P_{ср}} \right] \right\} . \quad (18)$$

Далее, преобразуем (18) к виду

$$\Delta P_{A\Phi} \cdot I^2_{обр} < (\Delta P_{A\Phi} - x) \left[I^2_{обр} - I^2_{пр} \frac{x^2}{P^2_{ср}} - 2 I^2_{пр} \frac{x}{P_{ср}} \right] \quad (19)$$

и окончательно к следующему выражению:

$$\Delta P_{A\Phi} \cdot I^2_{обр} < \Delta P_{A\Phi} \cdot I^2_{обр} - \Delta P_{A\Phi} I^2_{пр} \frac{x^2}{P^2_{ср}} - 2 I^2_{пр} \Delta P_{A\Phi} \frac{x}{P_{ср}} - x \cdot I^2_{обр} + \frac{I^2_{пр}}{P^2_{ср}} x^3 + \frac{2 I^2_{пр}}{P_{ср}} x^2 . \quad (20)$$

Перенеся все члены неравенства (20) в правую часть, получим

$$\left[\frac{I^2_{пр}}{P^2_{ср}} \right] x^3 - \left[\frac{\Delta P_{A\Phi} I^2_{пр}}{P^2_{ср}} - \frac{2 I^2_{пр}}{P_{ср}} \right] x^2 - \left[\frac{2 \Delta P_{A\Phi} I^2_{пр}}{P_{ср}} + I^2_{обр} \right] x + \Delta P_{A\Phi} \cdot I^2_{обр} - \Delta P_{A\Phi} \cdot I^2_{обр} > 0. \quad (21)$$

Из неравенства (21), в свою очередь, получим удобное для анализа эквивалентное соотношение в виде

$$x\left[x^2-(\Delta P_{A\Phi}-2P_{cp})x-\left(2\Delta P_{A\Phi}P_{cp}+P_{cp}^2\frac{I_{обр}^2}{I_{пр}^2}\right)\right]>0\,. \quad (22)$$

Граничными условиями для последнего неравенства являются значения переменной x

$$x_1=0 \quad \text{и} \quad x_{2,3}=\frac{1}{2}\Delta P_{A\Phi}-P_{cp}\pm$$
$$\pm\sqrt{\left(\frac{1}{2}\Delta P_{A\Phi}-P_{cp}\right)^2+2\Delta P_{A\Phi}P_{cp}+P_{cp}^2\frac{I_{обр}^2}{I_{пр}^2}}\,. \quad (23)$$

Перейдя с учетом (17) от переменной x к искомому параметру $R_ф$, получим окончательное решение (принимая, что $R_ф\ge 0$) в виде

$$R'_ф<R_ф<R''_ф, \quad (24)$$

где

$$\left.\begin{aligned}
R'_ф&=\frac{2}{3}\frac{(\Delta P_{A\Phi}-x_1)}{I_{обр}^2}=\frac{2}{3}\frac{\Delta P_{A\Phi}}{I_{обр}^2},\\
R''_ф&=\frac{2}{3I_{обр}^2}\left[\Delta P_{A\Phi}-x_2\right]=\\
&=\frac{2}{3I_{обр}^2}\left\{\frac{\Delta P_{A\Phi}+2P_{cp}}{2}+\left[\frac{(\Delta P_{A\Phi}+2P_{cp})^2}{4}+P_{cp}^2\frac{I_{обр}^2}{I_{пр}^2}\right]^{1/2}\right\}
\end{aligned}\right\}. \quad (25)$$

Примечание. Для переменной $x=x_3$ значение $R_ф$ отрицательно, поэтому исключаем это решение из рассмотрения.

Оценка энергосбережения в четырехпроводной ТСПН. Для данной сети с учетом (10), (11) и (13) условие энергосбережения принимает вид

$$\Delta P_{A\Phi}+3R_ф I_{фд0}^2(1+\lambda_1)^2<$$
$$<R_ф(I_{Aд}^2+I_{Bд}^2+I_{Cд}^2+\xi I_{Nд}^2). \quad (26)$$

Преобразуем (26) к виду

$$\Delta P_{A\Phi}<3R_ф I_{фд0}^2\times$$
$$\times\left[\frac{I_{Aд}^2+I_{Bд}^2+I_{Cд}^2+\xi I_{Nд}^2}{3I_{фд0}^2}-1-2\lambda_1-\lambda_1^2\right]. \quad (27)$$

Введем с учетом (8) и (13) дополнительную переменную

$$y=\lambda_1 P_{cp}=\Delta P_{A\Phi}-aR_ф\,, \quad (28)$$

через которую определим сопротивление фазы $R_ф$ в виде

$$R_ф=\frac{\Delta P_{A\Phi}-y}{a}\,. \quad (29)$$

Подставив в (27) указанную переменную y и значение $R_ф$ из (29), получим

$$\Delta P_{A\Phi}<\frac{3(\Delta P_{A\Phi}-y)}{a}I_{фд0}^2\left[\frac{a}{3I_{фд0}^2}-\frac{2y}{P_{cp}}-\frac{y^2}{P_{cp}^2}\right]. \quad (30)$$

Далее, преобразуем (30) к виду

$$\frac{\Delta P_{A\Phi}\cdot a}{3I_{фд0}^2}<(\Delta P_{A\Phi}-y)\cdot\left[\frac{a}{3I_{фд0}^2}-\frac{2y}{P_{cp}}-\frac{y^2}{P_{cp}^2}\right] \quad (31)$$

и окончательно к следующему выражению:

$$\frac{\Delta P_{A\Phi}\cdot a}{3I_{фд0}^2}<\frac{a\cdot\Delta P_{A\Phi}}{3I_{фд0}^2}-\frac{2\Delta P_{A\Phi}}{P_{cp}}y-$$
$$-\frac{\Delta P_{A\Phi}}{P_{cp}^2}y^2-\frac{a}{3I_{фд0}^2}y+\frac{2y^2}{P_{cp}}+\frac{y^3}{P_{cp}^2}\,. \quad (32)$$

Перенеся все члены неравенства (32) в правую часть, получим

$$\frac{y^3}{P_{cp}^2}+y^2\left[\frac{2}{P_{cp}}-\frac{\Delta P_{A\Phi}}{P_{cp}^2}\right]-y\left[\frac{2\Delta P_{A\Phi}}{P_{cp}}+\frac{a}{3I_{фд0}^2}\right]+$$
$$+\frac{\Delta P_{A\Phi}\cdot a}{3I_{фд0}^2}-\frac{\Delta P_{A\Phi}\cdot a}{3I_{фд0}^2}>0. \quad (33)$$

Из неравенства (33), в свою очередь, получим удобное для анализа эквивалентное соотношение в виде

$$y\left[y^2-(\Delta P_{A\Phi}-2P_{cp})y-\left(2\Delta P_{A\Phi}P_{cp}+\frac{a\cdot P_{cp}^2}{3I_{фд0}^2}\right)\right]>0. \quad (34)$$

Граничными условиями для последнего неравенства являются значения переменной y

$$y_1=0 \quad \text{и} \quad y_{2,3}=\frac{1}{2}\Delta P_{A\Phi}-P_{cp}\pm$$
$$\pm\sqrt{\left(\frac{1}{2}\Delta P_{A\Phi}-P_{cp}\right)^2+2\Delta P_{A\Phi}P_{cp}+\frac{a\cdot P_{cp}^2}{3I_{фд0}^2}}\,. \quad (35)$$

Перейдя с учетом (29) от переменной y к искомому параметру R_ϕ, получим окончательное решение (принимая, что $R_\phi \geq 0$) в виде (24), где

$$\left.\begin{aligned} R'_\phi &= \frac{\Delta P_{A\Phi} - y_1}{a} = \frac{\Delta P_{A\Phi}}{a}, \\ R''_\phi &= \frac{\Delta P_{A\Phi} - y_2}{a} = \\ &= \frac{1}{a}\left\{\frac{\Delta P_{A\Phi} + 2P_{cp}}{2} + \left[\frac{(\Delta P_{A\Phi} + 2P_{cp})^2}{4} + \frac{a \cdot P_{cp}^2}{3I_{\phi\partial 0}^2}\right]^{1/2}\right\} \end{aligned}\right\} \cdot (36)$$

Примечания. 1. Для переменной $y = y_3$ значение R_ϕ отрицательно, поэтому исключаем это решение из рассмотрения.

2. Верхние границы R''_ϕ из диапазона (24) изменения активного сопротивления R_ϕ фазы для трехпроводной и четырехпроводной ТСПН на практике не всегда достижимы, поскольку реально обычно выполняется соотношение

$$10R_\phi < R_1, R_2, R_3,$$

(где R_1, R_2, R_3 – значения активных сопротивлений несимметричных трехфазных нагрузок).

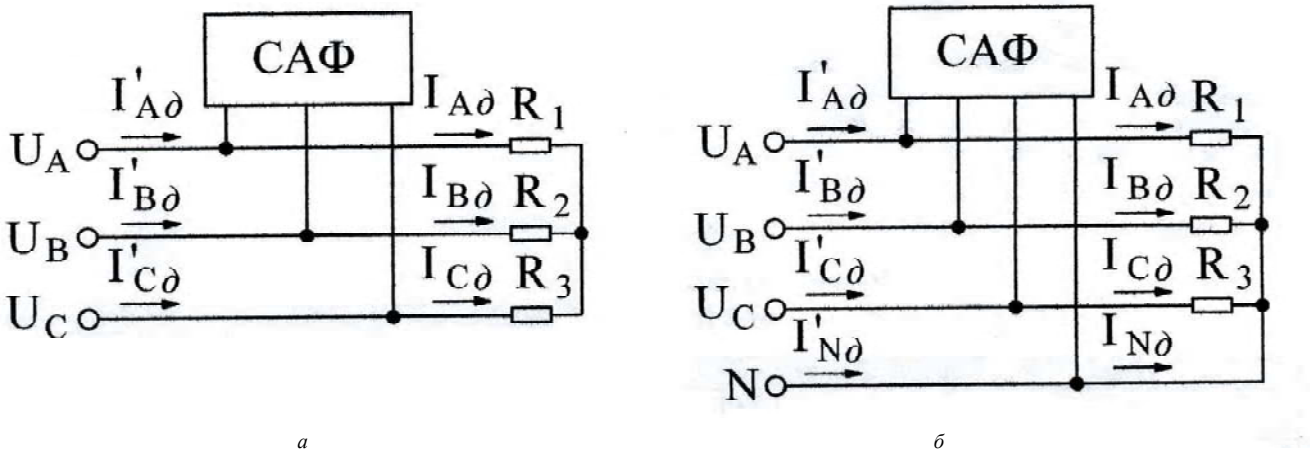
Имитационное моделирование. Для исследования электромагнитных процессов и сетевых потерь мощности в трехпроводной и четырехпроводной ТСПН при симметрировании СФТ посредством САФ были созданы цифровые имитационные модели соответствующих электротехнических комплексов, схемы которых показаны на рис. 1. На данных схемах используются следующие обозначения: $I_{A\partial}, I_{B\partial}, I_{C\partial}$ и $I_{N\partial}$ – действующие значения сетевых токов и тока нейтрали сети до симметрирования (равные сетевым токам несимметричных трехфазных нагрузок R_1, R_2, R_3); $I'_{A\partial}, I'_{B\partial}, I'_{C\partial}$ и $I'_{N\partial}$ – действующие значения сетевых токов и тока нейтрали сети после симметрирования СФТ посредством САФ; U_A, U_B, U_C – сетевые фазные напряжения (синусоидальной формы, частотой 50 Гц и действующим значением, равным 220 В). Параметры ТСПН (активное сопротивление R_ϕ и индуктивность L_ϕ фазы, активное сопротивление R_N и индуктивность L_N нейтрали) приведены в табл. 1, а параметры несимметричных трехфазных активных нагрузок – в табл. 2.

Таблица 1 – Параметры ТСПН

Наименование параметра	R_ϕ	R_N	L_ϕ	L_N
Размерность	Ом	Ом	мГн	мГн
Значение	0,093	0,146	0,075	0,02

Таблица 2 – Параметры несимметричных трехфазных нагрузок

Наименование		R_1	R_2	R_3	Примечание
Размерность		Ом	Ом	Ом	
Варианты асимметрии трехфазной нагрузки	1	R/1,4	R	1,4R	R = 22 Ом
	2	R/2	R	2R	
	3	R/3	R	3R	
	4	R	R	∞	
	5	R/2	R	∞	
	6	R	∞	∞	



а *б*

Рис. 1. Исследуемые схемы электротехнических комплексов:

а – для трехпроводной, *б* – для четырехпроводной ТСПН

Результаты расчетов для трехпроводной (при пяти вариантах) и четырехпроводной ТСПН (при шести вариантах значений нагрузок) представлены соответственно в табл. 3 и табл. 4. В этих же таблицах приведены расчетные значения R'_{ϕ} и R''_{ϕ} границ диапазона изменения активных сопротивлений R_{ϕ} фаз сети, при которых достигается общее энергосбережение. Как показали результаты моделирования, благодаря симметрированию САФ достигнутая асимметрия действующих значений сетевых фазных токов не превышает 3 %, а относительное отклонение упомянутых границ диапазона R'_{ϕ} и R''_{ϕ}, вычисленных из соотношений (25) и (36), от рассчитанных на имитационной модели, не превышает 2 %.

Выводы

Полученные аналитические зависимости позволяют количественно определить диапазон изменения значений активных сопротивлений R_{ϕ} фазных проводов сети, в котором обеспечивается общее энергосбережение в трехпроводной и четырехпроводной ТСПН при симметрировании сетевых фазных токов силовым активным фильтром.

Таблица 3 – Рассчитанные данные для трехпроводной ТСПН

Наименование	Размерность	Варианты несимметрии трехфазной нагрузки				
		1	2	3	4	5
$I'_{A\partial}$	А	10,83	10,90	10,98	5,672	7,48
$I'_{B\partial}$	А	10,71	10,64	10,59	5,30	7,05
$I'_{C\partial}$	А	10,84	10,88	10,92	5,54	7,34
$I_{A\partial}$	А	12,4	13,98	15,38	9,28	12,36
$I_{B\partial}$	А	11,06	12,11	13,57	9,28	12,36
$I_{C\partial}$	А	8,86	6,99	5,13	0	0
$\Delta P_{A\Phi}$	Вт	102,3	105,9	111,5	95,9	124,02
λ_1	о.е.	0,0133	0,0133	0,0134	0,0231	0,0217
K'_c	о.е.	0,9908	0,8996	0,7868	0,5238	0,5222
R'_{ϕ}	Ом	8,165	2,167	1,06	0,986	0,641
R''_{ϕ}	Ом	10,96	10,71	10,35	35,36	20,65

Таблица 4 – Рассчитанные данные для четырехпроводной ТСПН

Наименование	Размерность	Варианты асимметрии трехфазной нагрузки					
		1	2	3	4	5	6
$I'_{A\partial}$	А	11,33	12,78	15,94	7,483	11,09	3,7798
$I'_{B\partial}$	А	11,23	12,51	15,35	7,293	10,74	3,6611
$I'_{C\partial}$	А	11,09	12,65	15,82	7,113	10,98	3,8044
$I'_{N\partial}$	А	0,528	0,531	0,526	0,524	0,545	0,5224
$I_{A\partial}$	А	14,94	21,31	31,88	10,70	21,34	10,7335
$I_{B\partial}$	А	10,67	10,66	10,64	10,70	10,68	0
$I_{C\partial}$	А	7,620	5,331	3,545	0	0	0
$I_{N\partial}$	А	6,356	14,09	25,54	10,70	18,47	10,7335
$\Delta P_{A\Phi}$	Вт	126,01	183,54	304,58	120,65	209,60	113,04
λ_1	о.е.	0,011	0,0152	0,0116	0,0202	0,0254	0,0315
K'_c	о.е.	0,8228	0,5293	0,3369	0,3894	0,3264	0,1398
R'_{ϕ}	Ом	1,3832	0,4132	0,2094	0,4697	0,2742	0,4394
R''_{ϕ}	Ом	186,29	48,657	21,055	53,166	28,3701	38,271

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Quinn C.A. Active filtering of harmonic currents in three-phase four-wire systems with three-phase and single-phase non-linear loads / C. A. Quinn, N. Mohan // Proc. APEC 92. – 1992. – P. 829 – 836.
2. Шрейнер Р. Т. Активный фильтр как новый элемент энергосберегающих систем электропривода / Р. Т. Шрейнер, А. А. Ефимов // Электричество. – 2000. – № 2. – С. 46 – 54.
3. Волков А.В. Энергосберегающая система электропитания на основе активного фильтра для автоматизированных электроприводов / А. В. Волков, В. П. Метельский, В. А. Волков // Тем. вип. Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – Львів : Електроінформ. – 2009. – С. 153–154.
4. Волков А. В. Компенсация мощности искажений и реактивной мощности посредством активного фильтра с прогнозируемым релейным управлением / А. В. Волков, В. А. Волков // Электротехника. – 2008. – № 3. – С. 2–10.
5. Bor-Ben L. Three-phase quality compensator under the unbalanced source and non-linear loads / L. Bor-Ben, L. Yung-Chuan // IEEE Transactions on industrial electronics. – 2004. – Vol. 51. – N 5. – P. 1009–1017.
6. Энергоэффективность коррекции фазы тока и компенсации пульсаций активной и реактивной мощности в трехфазной системе электроснабжения / [Г. Г. Жемеров, И. Ф. Домнин, О. А. Ильина, Д. В. Тугай] // Технічна електродинаміка. – 2007. – № 1. – С. 52–57.
7. Волков В. А. Снижение сетевых потерь мощности посредством симметрирования сетевых фазных токов активным фильтром / В. А. Волков // Вісник КДУ. – 2010. – Вип. 3 (62). – Ч. 2. – С. 61–64.

Стаття надійшла до редакції 17.06.2010 р.

Метельський В.П., Волков В.О. Оцінка загального енергозбереження у трьохфазних мережах змінної напруги при симетруванні фазних струмів мережі силовим активним фільтром
В результаті аналізу шляхів зниження втрат потужності мережі при симетруванні фазних струмів мережі отримано аналітичні залежності, які дозволяють оцінити можливість зниження енергоспоживання в трипровідної і чотирипровідної мережі змінної напруги за допомогою використання для симетрування силового активного фільтра.
Ключові слова: *силовий активний фільтр, трифазна мережа змінної напруги, мережні втрати потужності, симетрування фазних струмів мережі.*

Metel'sky V., Volkov V. Estimation of general energy-savings in three-phase ac power circuits by balancing phase currents using power active filter
Analyzing the ways of circuit power loss decreasing by balancing phase currents, the authors obtained analytical relations permitting to estimate power consumption decrease in a three-wire and four-wire ac circuit using a power active filter.
Key words: *power active filer, three-phase ac power circuit, circuit power loss, balancing of circuit phase currents.*

УДК 658.265:658.27

Ю. Г. Качан, д-р техн. наук, В. Л. Коваленко

Запорізька державна інженерна академія

ЩОДО ВПЛИВУ ДИНАМІКИ ВТОРИННИХ ВОДОСТОКІВ ПРОМИСЛОВИХ ПІДПРИЄМСТВ НА ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ЗГЕНЕРОВАНОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Для визначення показників якості електричної енергії, що отримуємо на виході асинхронного генератора, який входить до складу системи гідроенергетичної утилізації, було створено її комп'ютерну математичну модель. Виявлено, що нестабільність водотоку призводить до вироблення електроенергії, яка є неприпустимою для живлення більшості споживачів підприємства.

Ключові слова: *показники якості електроенергії, математична модель, гідроенергетична утилізація, промислове підприємство.*

© Ю. Г. Качан, В. Л. Коваленко 2010 р.

Вступ

Об'єми вторинних водотоків промислових підприємств досить значні [1]. Утилізація ж механічної (потенціальної і кінетичної) енергії води (гідроенергетична утилізація), з подальшим перетворенням її в електричну, може суттєво підвищити їх енергоефективність за рахунок власного вироблення останньої.

Як було визначено в [2], сумарний потік вторинної води, що надходить на гідротурбіну, має нестаціонарний характер, його параметри змінюються в часі з певним інтервалом. Очевидно, що така нестабільність може впливати на якісні показники електричної енергії, що виробляється електричним генератором, і її подальше використання в електромережі підприємств для живлення основної маси споживачів ставиться під сумнів. Можлива невідповідність зазначеної електроенергії загальнодержавним стандартам ПЯЕ, які регламентує ГОСТ 13109-97, потребує експериментального підтвердження даного припущення шляхом відповідного моделювання.

Мета статті

Визначити вплив динаміки вторинного водотоку промислових підприємств, на прикладі конкретного об'єкту гідроенергетичної утилізації, на показники якості електричної енергії, що генерується.

Математичне моделювання системи

Для аналізу впливу нестабільності потоку вторинної води на енергетичні характеристики систем гідроенергетичної утилізації, а саме показники якості електричної енергії (ПЯЕ), що виробляється, було створено математичну модель такої системи і реалізовано в середовищі Simulink. Вона складається з енергетичного модуля, який представлений асинхронним двигуном 1, що працює в генераторному режимі, і стохастичного генератора витрати води 2 [2] (докладна модель якого зображена на рис. 2), а також допоміжного обладнання: вимірювальних приладів 4 і конденсаторної системи збудження 5. Електрична мережа промислового підприємства моделюється блоком 3 (рис. 1.) Дослідження проводилися на прикладі реального промислового підприємства ВАТ «Запоріжсталь», а саме доменного цеху, де для гідроенергетичної утилізації потоку вторинної води від двох доменних печей була розрахована оптимальна система збору і підібране відповідне обладнання згідно з алгоритмом роботи [3]. Як генератор був використаний двигун потужністю 110 кВт. Останній встановлюється в мікро-ГЕС типу 100 Пр, яка, як правило, є автономним джерелом електричної енергії і не потребує підживлення від мережі. В такому випадку роботу асинхронної машини як генератора можливо забезпечити, якщо подавати в обмотку статора необхі-

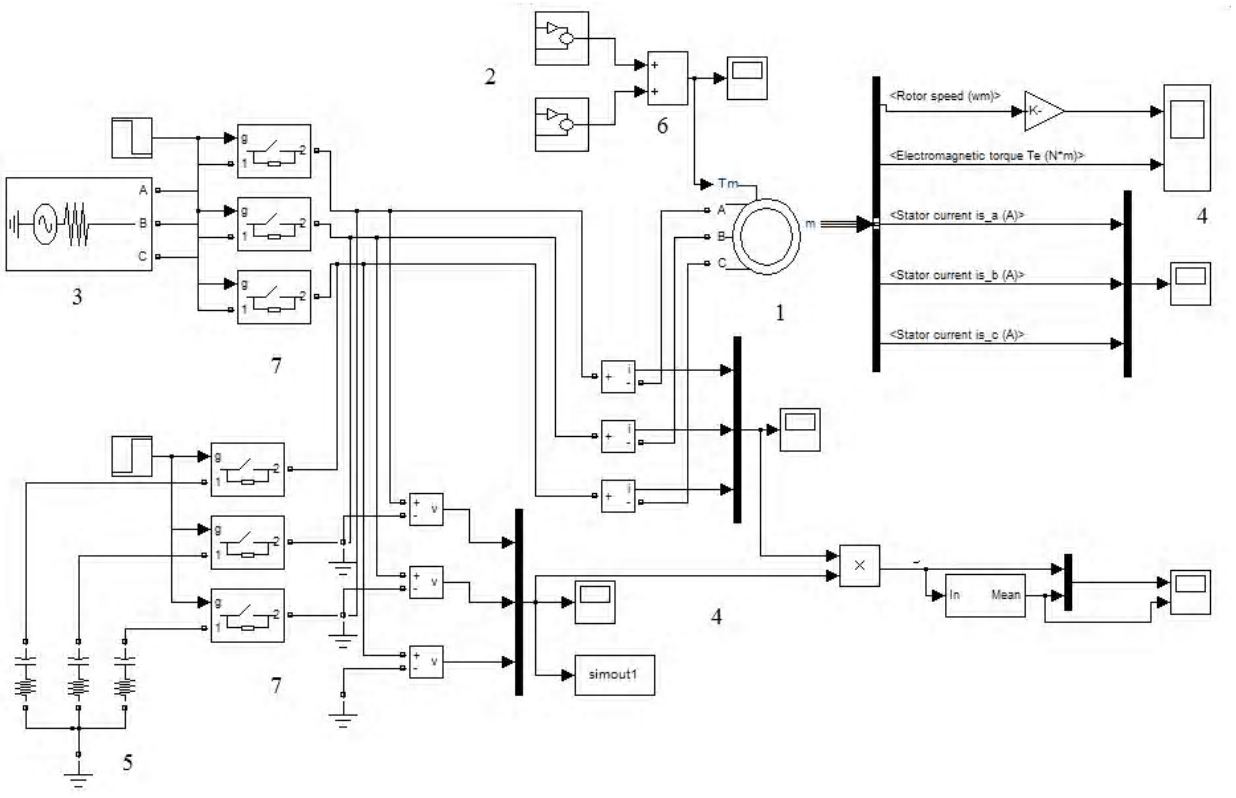


Рис. 1. Модель дослідження роботи системи генерування електроенергії за рахунок вторинних водотоків підприємств

дну реактивну потужність від батареї конденсаторів. В загальному випадку, ємність, необхідна для отримання номінальної напруги асинхронного генератора, може бути визначена за виразом [4]

$$C = P_{ном} \cdot (tg\varphi_г + tg\varphi_н) \big/ (2 \cdot \pi \cdot f \cdot m \cdot U_c^2), \qquad (1)$$

де $P_{ном}$ – номінальна потужність генератора; U_c – напруга на конденсаторах; f – частота струму; m – кількість фаз; $\varphi_г, \varphi_н$ – максимальні кути зсуву фаз між напругою і струмами генератора і навантаження. Для даного типу двигуна, згідно формулі (1), достатньо ємності 1065 мкФ на кожну фазу.

Сумарний потік від двох незалежних джерел, який надходить на гідротурбіну, моделюється статистичними генераторами, що видають некорельовані послідовності витрати вторинної води 8, блока автокореляції 9 і блока 10, що зсуває величину витрати одного джерела відносно іншого на певний час запізнення $\tau_{кр}$, який розраховується згідно роботі [5]. Модель вищезгаданих статистичних генераторів представлена на рис. 2.

Отримана величина витрати з окремих джерел підсумовується за допомогою суматора 6. Таким чином, на вході в гідротурбіну маємо реальний потік вторинної води. Також, в системі, що моделюється, передбачена робота АГ як в автономному режимі, так і паралельно з мережею. Для цього використовуються відповідні перемикачі 7 (рис. 1). Дана модель системи гідроенергетичної утилізації дозволяє з достатньою точністю судити про динаміку величин, що отримуємо на виході електрогенератора, таких як величини активної потужності та статорних напруг і струмів. Однак, робота мікро-ГЕС в автономному режимі в даному випадку недоцільна, тому що, по-перше, на промислових підприємствах споживачі мають достатньо велику потужність у порівнянні з потужністю електрогенератора і є можливість їх підключення до мережі, а, по-друге, відсутність конденсаторної системи збудження зменшує вартість системи утилізації вторинного гідроенергетичного ресурсу взагалі. Основні ж діаграми, що відображають вищезгадані параметри, при роботі генератора на мережу, наведені на рис. 3.

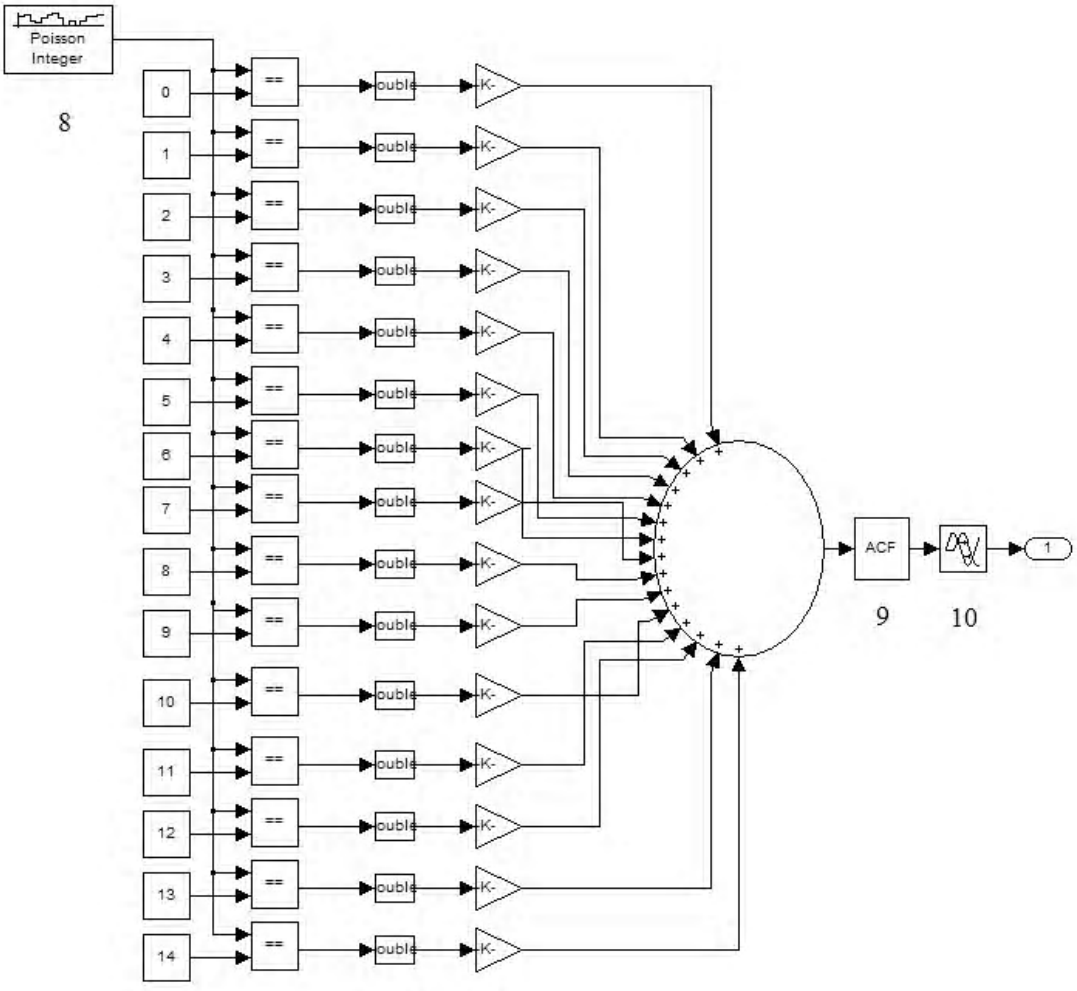
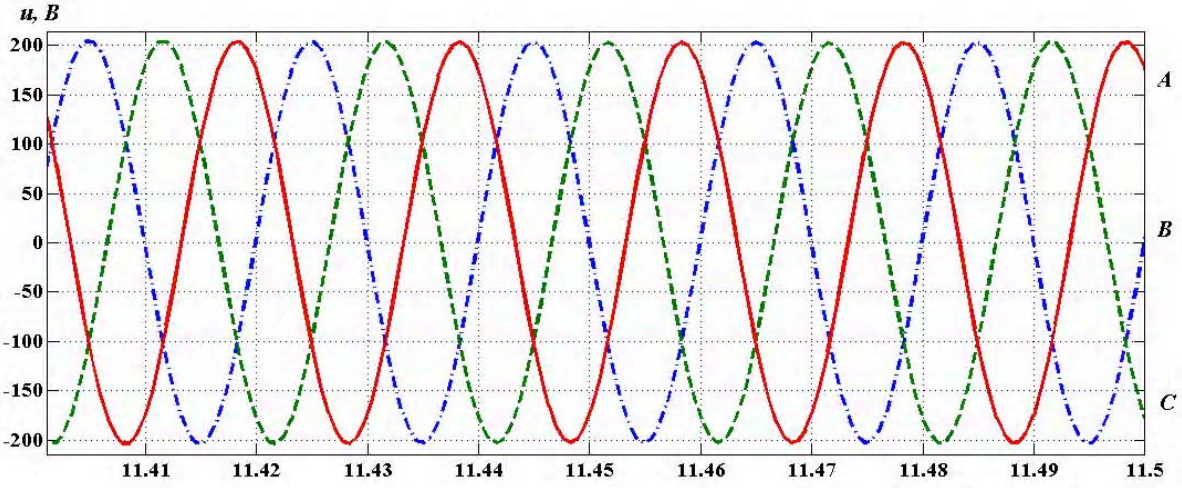
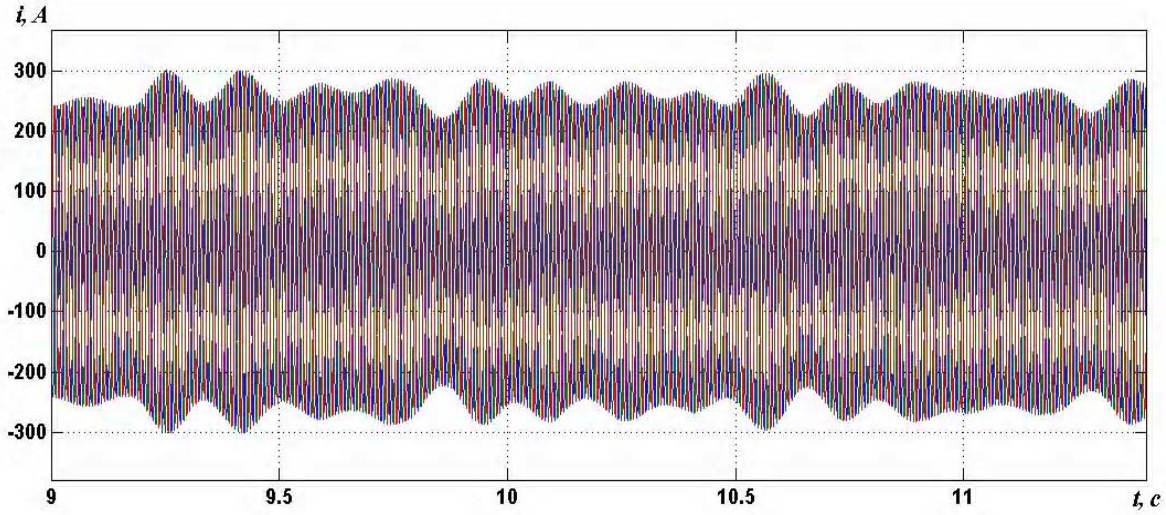


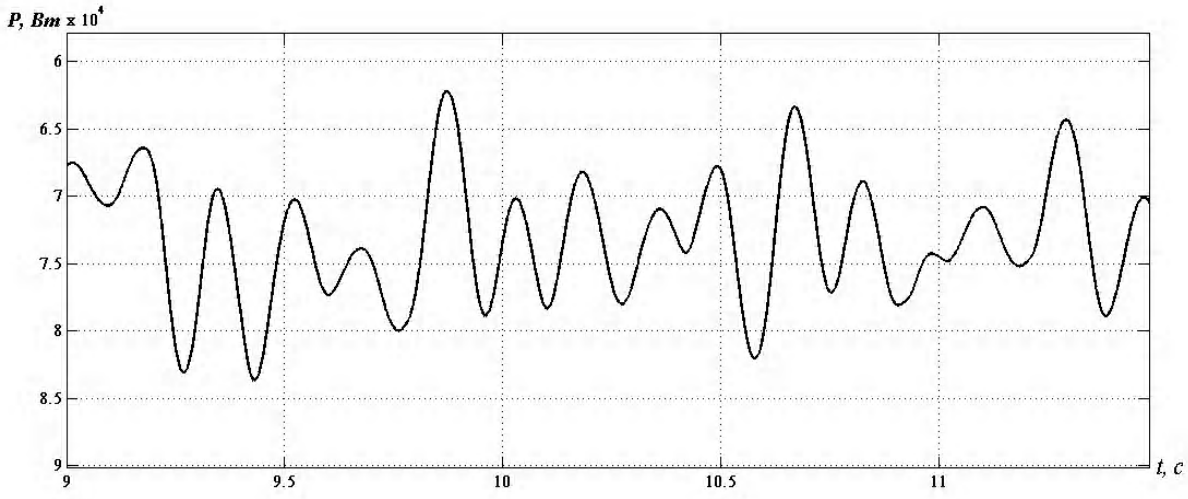
Рис. 2. Модель статистичного генератора витрати вторинної води, реалізований в середовищі Simulink



а



б



в

Рис. 3. Динаміка електричних величин на виході АГ при його роботі на мережу:

а – статорні напруги; *б* – статорні струми; *в* – активна потужність

Оскільки робота указаної системи здійснюється паралельно з симетричною мережею, то, як видно із діаграм, нестаціонарність потоку призводить лише до коливань величини статорних струмів і генерованої активної потужності. При цьому такі параметри, як частота і синусоїдальність, залишаються в межах встановлених норм. Загальна несинусоїдальність за гармоніками склала лише 0,03 % при допустимій 8 %. Середня величина активної потужності, що виробляється, склала близько 82 кВт. Очевидно, що при переході в автономний режим і безпосередньому підключенні до затискачів генератора навантаження, дані параметри можуть суттєво змінитися. Наприклад, при активно-індуктивному навантаженні 15 кВт та без системи стабілізації вихідних параметрів електричного генератора отримуємо такі результати: відхилення за частотою +1,2 Гц (встановлена гранична норма $\pm$ 0,4 Гц), коефіцієнт несинусоїдальності – 13 %.

Відповідно, електричну енергію зазначеної вище якості використовувати для живлення більшості споживачів неприпустимо. Також, у першому випадку коефіцієнт завантаженості електричного генератора є досить низьким, він коливається в середньому в межах 0,7–0,87. Отже, нестабільність потоку призводить до завищення потужності обраних генераторів, а це, в свою чергу, спричиняє збільшення вартості системи гідроенергетичної утилізації взагалі. Тому для уникнення вищезгаданих наслідків необхідне впровадження додаткових технічних заходів, які дадуть змогу застабілізувати потік води і, відповідно, вирішити проблему неповної завантаженості обладнання, тобто вийти на максимально можливу виробничу потужність.

Висновки

1. При роботі АГ у складі системи гідроенергетичної утилізації паралельно з електромережею підприємства характер потоку вторинної води призводить до значних коливань величини виробітку ним активної потужності і не викликає суттєвого погіршення ПЯЕ. При цьому, генератор впродовж більшості часу є недовантаженим, тобто не достатньо ефективним.

2. Автономний режим мікро-ГЕС без використання засобів стабілізації вихідних параметрів АГ, які складають близько 30 % її вартості, є неприпустимим. Якість згенерованої таким чином електроенергії не відповідає нормам ГОСТ. Відповідно, вона не може бути використана для живлення споживачів підприємства.

3. Вирішення проблеми нестабільності потоку вторинної води, який надходить на гідротурбіну, потребує застосування додаткових технічних засобів, що нормалізують його параметри, і внаслідок чого ПЯЕ прийдуть до норми.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Качан Ю. Г. Об оценке потенциала вторичного гидроэнергетического ресурса предприятия / Ю. Г. Качан, В. Л. Коваленко // Відновлювана енергетика. Науково-прикладний журнал. – 2009. – № 2. – С. 54–58.
2. Качан Ю. Г. К вопросу прогнозирования расходов вторичных водотоков промышленных предприятий / Ю. Г.Качан, В. Л. Коваленко // Відновлювана енергетика. Науково-прикладний журнал. – 2009. – № 3. – С. 45–48.
3. Качан Ю. Г. Алгоритм синтезу оптимальної системи утилізації вторинного гідроенергетичного ресурсу / Ю. Г. Качан, В. Л. Коваленко // Науково-технічний збірник «Меліорація та гідротехнічне будівництво». – 2010. – № 34. – С. 72–77.
4. Радин В. И. Электрические машины: Асинхронные машины: Учеб. Для электромех. спец. вузов // Радин В. И., Брускин Д. Э., Зорохович А. Е. – М. : Высш. шк., 1988. – 328 с. : ил.
5. Качан Ю. Г. Щодо впливу динаміки вторинного водотоку на ефективність системи гідроенергетичної утилізації / Ю. Г. Качан, В. Л. Коваленко // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету, Кременчук, 2010. – Вип. 62. – Ч. 2. – С. 23–25.

Стаття надійшла до редакції 13.10.2010 р.

Качан Ю. Г., Коваленко В. Л. Влияние динамики вторичных водотоков промышленных предприятий на показатели качества сгенерированной электрической энергии

Для определения показателей качества электрической энергии, получаемой на выходе асинхронного генератора, который входит в состав системы гидроэнергетической утилизации, была создана её компьютерная математическая модель. Установлено, что нестабильность водотока приводит к выработке электрической энергии, недопустимой для питания большинства потребителей предприятия.

Ключевые слова: *показатели качества электроэнергии, математическая модель, гидроэнергетическая утилизация, промышленное предприятие*

Kachan Yu., Kovalenko V. On the influence of industrial enterprise secondary streams dynamics on the quality of generated electric power

A computer mathematical model has been developed for determination of electric energy quality obtained at the output of the induction generator which is a part of the hydropower utilization system. It is determined that because of streams instability the generated electric energy is impermissible for energizing most of the enterprise users.

Key words: *power quality indicators, mathematical model, hydropower utilization, industrial enterprise.*

ДО ВІДОМА АВТОРІВ

Журнал «Електротехніка та електроенергетика»- призначений для публікації найбільш значущих наукових і практичних результатів досліджень вчених вищих навчальних закладів і наукових організацій, розробок і продукції промислових підприємств.

Журнал занесено до переліку наукових видань України, у яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття вчених ступенів доктора і кандидата технічних наук. Підписний індекс журналу за каталогом Укрпошти 22913.

Основною метою журналу є пропаганда сучасних наукових та виробничо-практичних знань за вибраним напрямом. Основний зміст журналу вміщується в таких рубриках:

1. Електротехніка

1.1. Загальні питання електротехніки та електроенергетики.

1.2. Матеріали загального плану (методичні, навчальні розробки; історія електротехніки та енергетики; організація науково-дослідних, дослідно-конструкторських та проектних робіт, конференцій, симпозіумів, семінарів і т. д.).

1.3. Теоретична електротехніка (фізичні основи електротехніки, теорія електромагнітного поля , теорія електричних та магнітних ланцюгів).

1.4. Охорона праці (умови праці, техніка безпеки, електробезпека).

1.5. Електротехнічні матеріали, електричні конденсатори, дроти й кабелі.

Загальні питання, магнітні, напівпровідникові, надпровідникові, провідникові, діелектричні, електроізоляційні матеріали. Електричні ізолятори. Конденсатори. Дроти й кабелі.

1.6. Електромеханотроніка та електротранспорт.

1.6.1. Електричні машини й трансформатори.

1.6.1.1. Електричні машини (загальні проблеми, машини постійного та змінного струму, спеціальні).

1.6.1.2. Трансформатори та електричні реактори.

1.6.1.3. Електротехнічне обладнання спеціального призначення (термоядерних установок, прискорювачів, лазерів).

1.6.2. Електричні апарати високої та низької напруги.

1.6.3. Силова перетворювальна техніка (силові вентилі; статичні перетворювачі; загальні питання; випрямлячі та ведені інвертори; перетворювачі постійної та змінної напруги, числа фаз; системи керування, захисту й діагностики; конструкції та силове обладнання).

1.6.4. Електропривод та автоматизація промислових установок (загальні проблеми, привод постійного та змінного струмів, комплексно автоматизований).

1.6.5. Електрообладнання транспорту (загальні питання; електротехнічне обладнання та електропостачання залізничного, міського, промислового транспорту; рухомого складу, нетягових навантажень, автомобілів, електромобілів, засобів безрейкового наземного електротранспорту; ракетно-космічних систем та літальних апаратів, суден).

1.7. Електротехнологія (електротермія, електрозварювальне устаткування, електротехнічне обладнання електротехнологічних установок).

1.8. Електрифікація сільського господарства та побуту.

1.8.1. Електрифікація й автоматизація сільського господарства (загальні питання, електропривод, електропостачання, автоматизація, електронагрівальні установки, освітлення, випромінюючі прилади та установки).

1.8.2. Електрифікація побуту (електроприлади, системи опалення й гарячого водопостачання, вентиляції, кондиціонування повітря й холодопостачання, медична електротехніка).

1.9. Освітлення й електровипромінювальна техніка. Світлотехніка та інфрачервона техніка (загальні проблеми; стан та перспективи розвитку; фізичні та фізіологічні основи; методи та прилади для визначення характеристик джерел світла , світлових приладів та світлотехнічних матеріалів; джерела світла, прилади вмикання та керування; освітлювальні та світлові прилади й установки ультрафіолетового, видимого й інфрачервоного випромінювань).

2. Електроенергетика

2.1. Електросистеми та їх автоматизація: загальні питання; стан та перспективи розвитку, надійність, проектування, експлуатація, тарифи на електроенергію, режими, характеристики. Параметри й показники. Якість електроенергії. Автоматизація. Захист. Вимірювання електричних величин. Телемеханіка. Зв'язок.

2.2. Електричні станції. Підстанції й мережі: загальні питання. Проектування й будування електричної частини. Техніко-економічні розрахунки, схеми електричної частини, розподільчі пристрої й компонування; вибір монтажу, нормальні експлуатаційні режими. Ремонт та обслуговування, власні потреби; аварії, короткі замкнення та спеціальні режими; рухомі електричні станції й підстанції, установки аварійного та гарантованого живлення; повітряні електричні мережі та лінії електропередачі, їхні основні характеристики й параметри, конструктивні рішення, проектування й розрахунок, основні конструктивні елементи; будівництво і монтаж, експлуатація; кабельні електричні мережі та лінії, основні характеристики й параметри, проектування та розрахунки, основні та допоміжні конструктивні елементи, спорудження кабельних ліній, мереж, машини, механізми, інструменти; техніка високих напруг, загальні питання, ізоляція, перенапруги, заземлення та заземлювачі, лабораторії високих напруг та випробувальні стенди, електромагнітна сумісність в системах керування та зв'язку, електропостачання міст, промислових підприємств, житлових та громадських домів та споруд, проектування й експлуатація, електропостачання галузей промисловості, житлових та громадських споруд, електромонтажні роботи, вироби, матеріали.

2.3. Традиційні, нетрадиційні й альтернативні джерела електроенергії.

3. Критичні матеріали: статті, відзиви, рецензії, погляди і т. д. стосовно окремих публікацій за різними аспектами досліджень, вироблення, споживання, перетворення і т. д. електрики та електроенергії; перспективні задачі, вибір напрямів у дослідженнях, розробках, застосуванні електрики, захисті електричних пристроїв та систем, охороні праці та навколишнього середовища; матеріали з різними підходами та поглядами відносно методики розрахунку, конструювання, оцінки економічної ефективності електричних пристроїв та систем; статті та погляди різних авторів відносно термінології, визначень, державних стандартів, норм і т. і., які стосуються електрики та її використання.

Редакція сподівається на активну участь кореспондентів (авторів) у кожному виданні. В теперішній час журнал видається два рази на рік. Зі збільшенням потоку статей періодичність виходу журналу буде збільшуватись (до 3-4 номерів на рік).

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

На початку статті автори обов'язково пояснюють актуальність досліджуваних питань та об'єктивно викладають їх існуючий стан (у тому числі з посиланням на джерела, видані не пізніше п'яти років тому), а також формулюють мету статті. У змісті статті лаконічно та доведено наводяться використані авторами припущення, методи, підходи та сутність одержаних наукових результатів, доводиться їхня достовірність. У висновках коротко формулюються найважливіші наукові результати та положення, одержані у статті.

Статті приймаються підготовленими у редакторі Word for Windows (v.6 і вище).

Параметри сторінки:

– розмір сторінки – А4 (210х297);
– орієнтація – книжна;
– шрифт – Times New Roman Cyr, розмір - 12 pt;
– міжрядковий інтервал – 1,5;
– поля – 20 мм.

Структура статті

Послідовність розміщення матеріалу статті: індекс УДК, місто та повна назва установи, в якій працює автор; прізвище та ініціали автора(ів), назва статті, анотація та ключові слова трьома мовами: російською, українською та англійською; текст статті, список літератури. Рукопис статті має бути підписаний всіма авторами. Наявність анотації обов'язкова.

Текст статті: приймаються статті російською, українською і англійською мовами. Розмір статті складає (4–14) сторінок (у тому числі, не більше 5 рисунків).

У статті необхідно уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків, громіздких математичних виразів; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Текст статті не повинен мати рукописних виправлень і позначок. Стаття не повинна вміщувати граматичних або інших помилок, а також - повинна відповідати тематиці журналу «Електротехніка та електроенергетика» й вимогам ВАК щодо фахових видань.

Анотація

Об'єм анотації не повинен перевищувати 40 слів.

Ілюстрації

Ілюстрації подають на окремих листах та у окремих файлах (формат .TIF з роздільною здатністю не менш 200 dpi, двоколірні або напівколірні (у градаціях сірого), .PCX, .BMP). Ілюстрації нумерують та підписують унизу. Якщо ілюстрації вставлено у документ Word, подать окремі файли з ними. Мінімальний розмір фотографій 6х5 см.

ВИКОНАННЯ ІЛЮСТРАЦІЙ РЕДАКТОРОМ MICROSOFT WORD (А ТАКОЖ ІНШИМИ 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:

$$Z(\Theta_{\sim}) = 10 \log\left(\frac{\bar{y}^2}{s^2}\right). \qquad (3)$$

Бажано, щоб ширина формули не перевищувала 8 см. Формули більшого розміру записують декількома рядками.

Перелік посилань

Перелік посилань у кінці рукопису подається мовою оригіналу згідно з послідовністю посилання в тексті статті та вимогами відповідного ДСТу. Посилання на літературу у тексті позначаються цифрою у квадратних дужках.

У довідці про авторів необхідно навести прізвища, ім'я, та побатькові (повністю), місто роботи, посаду, вчений ступінь, адресу, номери телефонів, 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). диск CD-RW з текстом статті, файлами ілюстрацій, довідкою про авторів. Дозволяється замість пред'явлення дискети направити зазначені файли електронною поштою на адресу редакційно-видавничого відділу. Файл статті називати прізвищем першого автора (латинськими літерами).

Гонорар авторам не сплачується, рукописи, дискети, корректура та відбитки статей авторам не надсилаються. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію та скорочення тексту статті без повідомлення авторові.

СТАТТІ, ЯКІ НЕ ЗАДОВОЛЬНЯЮТЬ ВКАЗАНИМ ВИМОГАМ, НЕ РОЗГЛЯДАЮТЬСЯ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу.
Тел.: (061) 7-698-296 – редакційно-видавничий відділ.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика №2/2010

науковий журнал

Головний редактор	д.т.н., професор	Потапенко Е. М.
Заст. гол. редактора	к.т.н., доцент	Байша О. І.

Оригінал-макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка	Савчук Н. О.
Редактор англійських текстів	Войтенко С. В.

Підписано до друку 13.07.2010. формат 60×84/8, 10 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 1391
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