

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«НИЖЕГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ им. Р. Е. АЛЕКСЕЕВА»

ОБРАЗОВАТЕЛЬНО-НАУЧНЫЙ ИНСТИТУТ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

**АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ
ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ**

СБОРНИК НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ СТАТЕЙ

Нижегород 2016

УДК 550.534.524

А 437

А 437 Актуальные проблемы электроэнергетики: сб. ст./ НГТУ им. Р.Е. Алексеева.—Нижний Новгород, 2016.—202 с.

Изложены результаты теоретических и экспериментальных исследований современных преобразователей параметров электрической энергии, элементов электрооборудования промышленных установок и систем автоматизированного электропривода, эффективности систем электроэнергетики.

Сборник предназначен для научных и инженерно-технических работников, занимающихся проблемами соответствующих направлений.

В сборнике использованы материалы II Всероссийской (XXXV Региональной) научно-технической конференции «Актуальные проблемы электроэнергетики».

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

доц. **А.Б. Дарьенков** (отв. редактор), проф. **А.Б. Лоскутов**, проф. **В.Г. Титов**,
доц. **А.И. Чивенков**, доц. **Е.В. Бычков**, доц. **А.А. Кралин**

УДК 550.534.524

ISBN 978-5-502-00787-0

© **Нижегородский государственный
технический университет
им. Р.Е. Алексеева, 2016**

СОДЕРЖАНИЕ

Секция 1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ.....	5
Соснина Е.Н., Асабин А.А., Кралин А.А., Наумов М.В. Экспериментальные исследования физической модели устройства регулирования потоков мощности.....	5
Вихорев Н.Н., Чивенков А.И., Панфилов С.Ю. Оптимизация пусковых режимов инвертора напряжения.....	13
Вихорев Н.Н., Чивенков А.И., Панфилов С.Ю. Автоматизация запуска инвертора напряжения с применением средств быстрого прототипирования систем управления....	17
Рогинская Л.Э., Горбунов А.С. Исследование фазопреобразующего выпрямительного трансформатора с управляемым выпрямителем.....	23
Стеклов А.С., Серебряков А.В., Титов В.Г., Кондратьев В.В. Нечеткий подход к контролю работоспособности судовых преобразователей частоты.....	27
Башев А.А., Башев А.А.-мл. Энергетический аспект теории электрических цепей.....	33
Секция 2. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД.....	38
Дарьенков А.Б., Байков А.И., Курицын Д.Б., Ходыкина И.В. Разработка интерфейса имитационной модели гибридной ветроэлектростанции на основе ДВС переменной частоты вращения.....	38
Гузев С.А., Дарьенков А.Б., Дмитриев С.М., Филатов И.Н. Обоснование выбора типа электрического генератора для автономной электростанции переменной частоты вращения.....	44
Гордеев Б.А., Охулков С.Н., Ершова Е.А. Физическая модель магнитореологических трансформаторов энергетических установок.....	51
Коробко Г.И., Коробко И.Г., Бишлетов А.В. Экспериментальная установка генераторного агрегата с переменной частотой вращения.....	57
Ермолаев А.И., Охулков С.Н., Плехов А.С., Титов Д.Ю. Методика оценки виброперегрузок вращающихся валов электрических машин.....	65
Смирнов, А.Ю., Ершова Е.А. Линейные двигатели непосредственного привода вертикального перемещения регулирующего органа.....	71
Слядзевская К.П., Филатов И.Н., Чернов Е.А. Синтез цифровых регуляторов приближенными методами для асинхронного частотного электропривода.....	79
Слядзевская К.П., Онищенко Г.Б. Оптимизация контура тока канала скорости асинхронного частотного электропривода по критерию интегральной квадратичной ошибки.....	84
Степанов К.С., Александрова Е.Н., Гуляев В.В., Наумов М.В. Тормозные режимы при возбуждении асинхронного двигателя постоянным током.....	89
Юрлов М.Е., Багрецов И.В., Абузяров Т.Х., Соколов В.В. Двухзонный тяговый электропривод с микропроцессорным управлением.....	97
Бадугин Д.А., Бычков Е.В., Ершова Е.А., Мельников В.Л., Соколов В.В. Частотно-регулируемые электроприводы оперативных лебедок на речных судах технического флота.....	103
Абузяров Т.Х., Кочеганов Д.М. Микропроцессорная система импульсно-фазового управления трехфазным тиристорным преобразователем с синхронизацией по одной фазе.....	110
Башев А.А., Алтунин Б.Ю. Синтез корректирующих звеньев фазовой системы управления.....	117
Белова Л.В., Кузменков А.Н., Мотина О.А., Шахов А.В. К оценке качества регулирования тока в системе управления электромагнитным подшипником.....	124

Самойлов О.И., Кокин А.Я., Мотина О.А., Белова Л.В., Титов В.Г., Мирясов Г.М. Электромагнитная совместимость электропривода движения судна.....	130
Ермолаев А.И., Охулков С.Н., Плехов А.С., Титов Д.Ю. Реализация системы управления гидроопорами с магнитореологическим трансформатором на ПЛИС.....	136
Секция 3. ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ И ЭКОНОМИЯ ЭНЕРГОРЕСУРСОВ.....	142
Лоскутов А.Б., Лоскутов А.А., Зырин Д.В., Толчин Т.П. Анализ рациональных режимов работы нейтрали в гексагональной распределительной сети при моделировании аварийных режимов.....	142
Соснина Е.Н., Крюков Е.В., Бахтин А.В., Яшин С.Н. Оценка эффективности использования гибридных энергоустановок на основе ТОТЭ и ГТУ в системах электроснабжения потребителей.....	148
Осокин В.Л., Папков Б.В. Уточнение исходной информации в задачах оценки надежности систем электроснабжения.....	154
Рогинская Л.Э., Гусаков Д.В. Перенапряжение в сети с изолированной нейтралью и трехфазным трансформатором напряжения.....	161
Сугаков В.Г., Варламов Н.С., Мешков А.И. Применение фазосмещающего устройства в условиях нестабильности частоты питающего напряжения.....	168
Грачева Е.И., Наумов О.В., Садыков Р.Р. Анализ основных технических характеристик низковольтной аппаратуры.	173
Грачева Е.И., Наумов О.В., Садыков Р.Р. Исследование достоверности величины потерь электроэнергии в низковольтных сетях промышленных предприятий.....	178
Шиханов И.С., Карпов А.С., Ярошевич В.В. Применение среды LabVIEW для решения проблем электромагнитной совместимости.....	183
Степанов В.П., Идиатулин Р.Ф., Аверьянова К.С. Оценка случайных процессов изменения графиков реверсивных перетоков передаваемых мощностей.....	189
Ревякина Е.В. О проблемах управления жизненными циклами производственных активов электрических сетей и систем электроснабжения.....	197

Секция 1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

УДК 621.314

Е.Н. Соснина, А.А. Асабин, А.А. Кралин, М.В. Наумов

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ФИЗИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ УСТРОЙСТВА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОТОКОВ МОЩНОСТИ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Статья посвящена экспериментальным исследованиям работы модулей продольного и поперечного регулирования физической модели устройства регулирования потоков мощности в стационарных режимах работы. Исследования проведены при работе устройства регулирования на трехфазную нагрузку мощностью 1,5 кВА и питающем напряжении 380 В. Исследованы стационарные режимы при поперечном, продольном и продольно - поперечном регулировании. Осциллограммы получены с применением цифровых осциллографов GDS-806S и RIGOL DS1102E. По результатам исследований получены регулировочные характеристики.

The article is devoted to experimental research work modules longitudinal and transverse regulation in stationary modes in the transverse and longitudinal regulation. The studies were performed when the control unit is on load three-phase 1.5 kVA and a supply voltage of 380 V. the stationary regimes in transverse, longitudinal and longitudinal - transverse regulation. Waveform obtained with digital oscilloscopes GDS-806S and RIGOL DS1102E. According to the results obtained from investigations of the adjustment features.

Ключевые слова: фазоворотное устройство, продольное, поперечное, продольно-поперечное регулирование, узел регулирования, устройство регулирования потоков мощности.

Keywords: phase-shifting device, transversal voltage control, longitudinal voltage control, control unit, device controlling the flow of power, power flows control device.

В настоящее время в мировой практике для оптимизации работы электрических сетей используются так называемые гибкие системы передачи переменного тока (FACTS). Использование фазоворотных устройств (ФПУ) в составе FACTS позволяет регулировать потоки активной и реактивной мощности, устраняя перегруженность электрических сетей при их параллельной работе.

В ходе выполнения прикладных научных исследований по теме: «Разработка автоматизированного узла регулирования транспортных потоков мощности в интеллектуальной распределительной сети» была изготовлена физическая модель автоматизированного узла регулирования потоков мощности (АУРПМ) для распределительной электрической сети среднего напряжения. Физическая модель АУРПМ выполнена на основе тиристорного фазопоротного устройства (ФПУ). В состав тиристорного ФПУ входят два трансформатора: серийный (последовательный) и шунтовой (параллельный) с модулями продольного и поперечного регулирования.

Модули поперечного регулирования всех фаз фазопоротного устройства выполняются на тиристорах $V/S1-V/S16$ по схеме реверсивного тиристорного регулятора с разбиением регулировочной обмотки на равные секции (рис.1) [1].

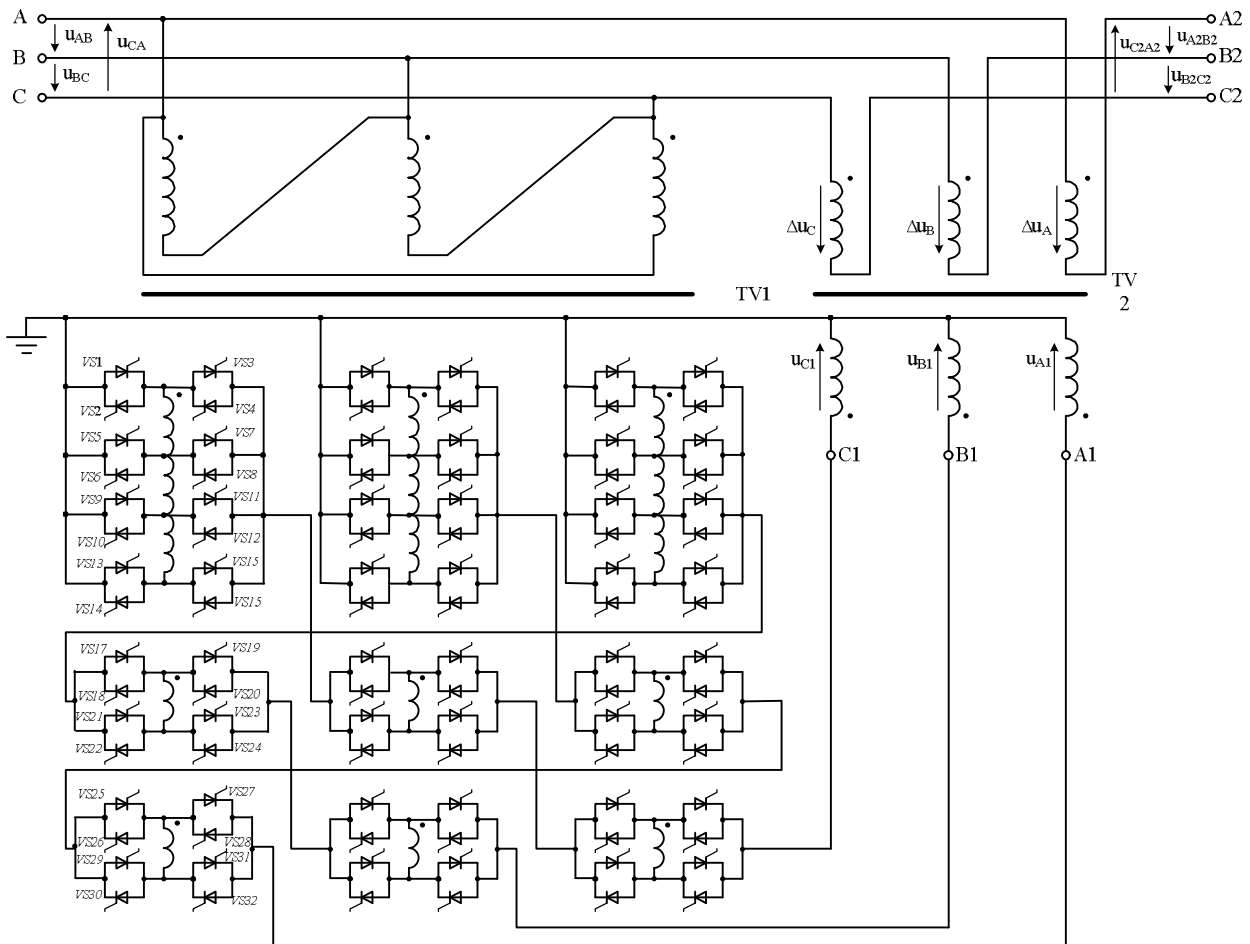


Рис. 1. ФПУ с согласующим трансформатором

В стационарных режимах работы модуля поперечного регулирования можно выделить семь режимов [2].

Режим работы «1» соответствует введению в линию каждой фазы трех инверсных напряжений ступеней поперечного регулирования. Одна

ступень поперечного регулирования обеспечивает сдвиг выходного напряжения блока регулирования относительно входного на $\alpha=5^{\circ}$. В данном режиме работы выходные напряжения блока регулирования будут отставать относительно входных на $\alpha = -15^{\circ}$. Этот режим работы обеспечивается проводящим состоянием тиристоров $VS1-VS2$ и $VS15-VS16$. Экспериментальные осциллограммы линейных входных ($u_{\text{ВХ}}$) и выходных ($u_{\text{ВЫХ}}$) напряжений одной фазы для данного режима представлены на рис. 2,а.

Режим работы «2» соответствует введению в линию каждой фазы двух инверсных напряжений ступеней поперечного регулирования. В этом режиме работы выходные напряжения блока регулирования будут отставать относительно входных на $\alpha = -10^{\circ}$. Данный режим работы обеспечивается проводящим состоянием тиристоров $VS1-VS2$ и $VS11-VS12$. Экспериментальные осциллограммы входных и выходных напряжений для данного режима представлены на рис. 2,б.

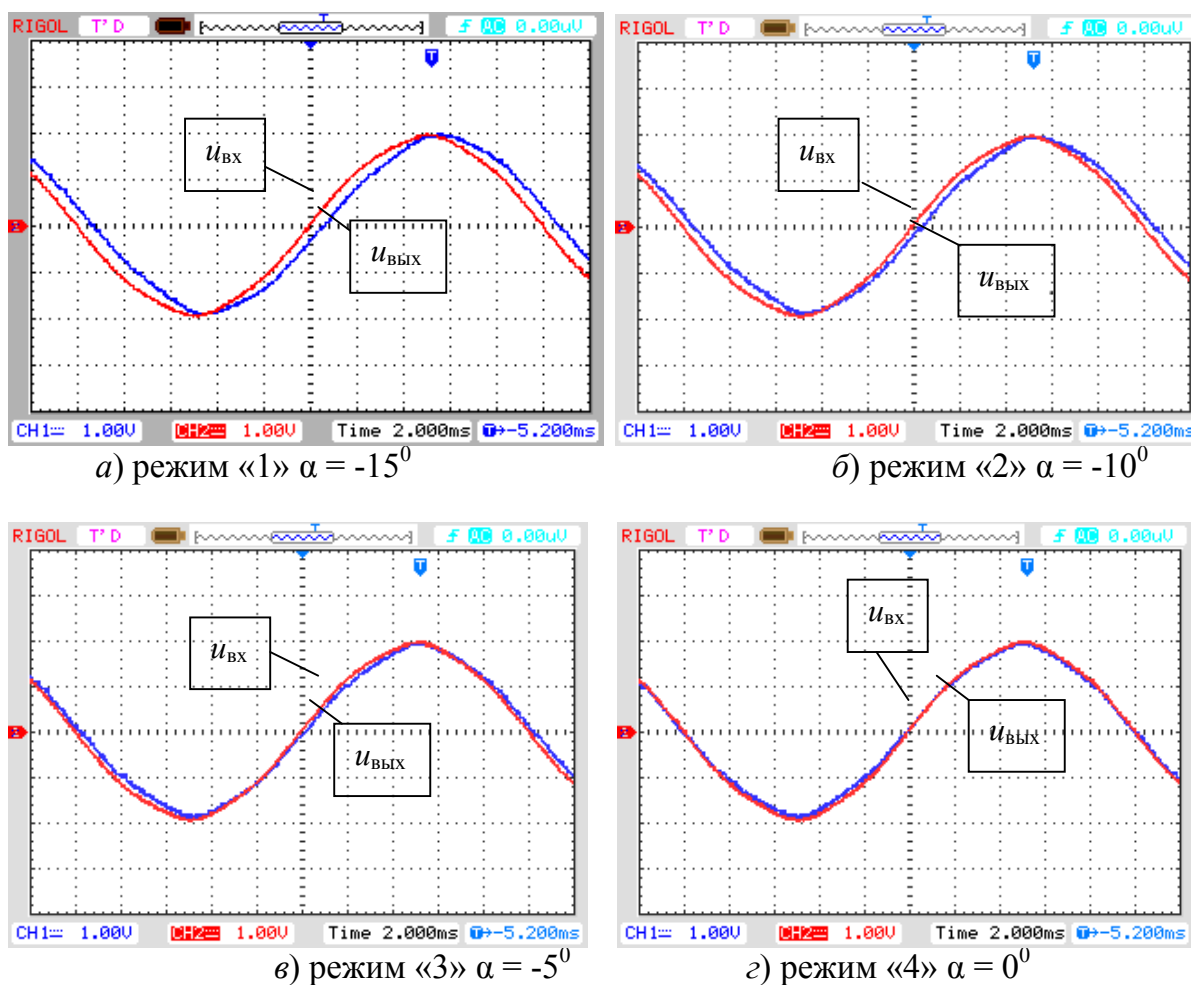


Рис. 2. Осциллограммы входных ($u_{\text{ВХ}}$) и выходных ($u_{\text{ВЫХ}}$) напряжений блока регулирования в режиме поперечного регулирования при отстающих выходных напряжениях

Режим работы «3» соответствует введению в линию каждой фазы одного инверсного напряжения ступени поперечного регулирования. Выходные напряжения блока регулирования будут отставать от входных на угол $\alpha = -5^{\circ}$. Данный режим работы обеспечивается проводящим состоянием тиристоров $VS1-VS2$ и $VS7-VS8$. Экспериментальные осциллограммы напряжений в данном режиме представлены на рис. 2,в.

Режим работы «4» обеспечивается проводящим состоянием тиристоров $VS1-VS2$ и $VS3-VS4$. Все секции регулировочных обмоток исключаются из цепи питания первичных обмоток трансформатора $TV2$. При этом выходные и входные напряжения блока регулирования совпадают по фазе. Экспериментальные осциллограммы напряжений для данного режима представлены на рис. 2,г.

Режиму работы «5» соответствует введение в линию каждой фазы одной ступени поперечного регулирования. При этом выходные напряжения блока регулирования опережают входные на угол $\alpha=5^{\circ}$. Режим обеспечивается проводящим состоянием тиристоров $VS3-VS4$ и $VS5-VS6$. Экспериментальные осциллограммы напряжений блока регулирования при опережающих значениях углов сдвига по фазе линейных выходных напряжений ($u_{\text{ВЫХ}}$) относительно входных ($u_{\text{ВХ}}$) приведены на рис. 3,а.

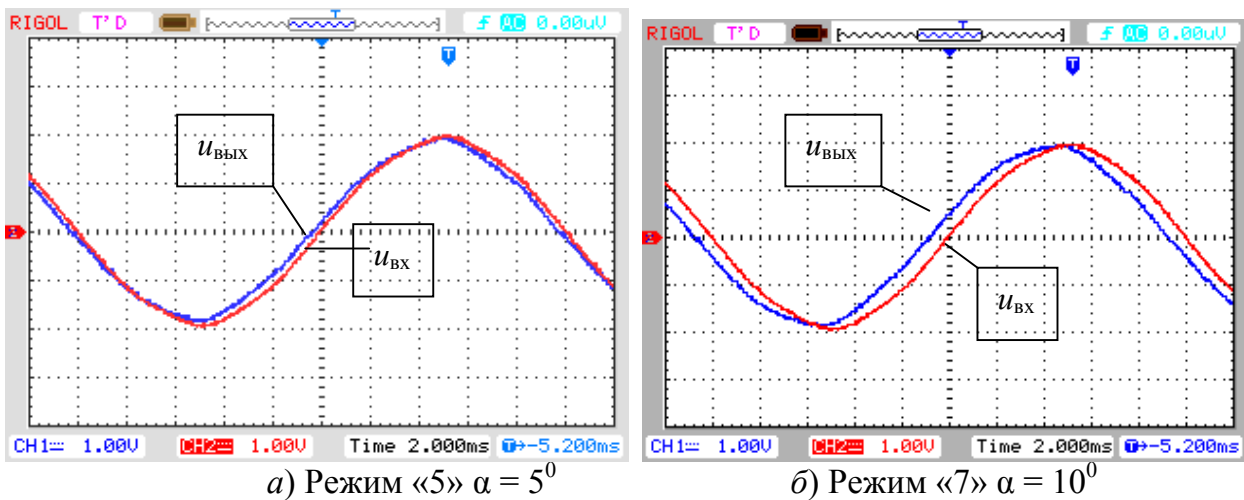


Рис. 3. Осциллограммы входных ($u_{\text{ВХ}}$) и выходных ($u_{\text{ВЫХ}}$) напряжений блока регулирования в режиме поперечного регулирования при опережающих выходных напряжениях

Режим работы «6» соответствует включению в линию каждой фазы двух ступеней поперечного регулирования. В данном режиме работы выходные напряжения блока регулирования будут опережать входные на $\alpha=10^{\circ}$. Этот режим реализуется при проводящем состоянии тиристоров $VS3-VS4$ и $VS9-VS10$.

Режим работы «7» соответствует включению в линию каждой фазы трех ступеней поперечного регулирования. Выходные напряжения блока

регулирования при этом будут опережать входные на $\alpha = 15^\circ$. Данный режим получается при включенных тиристорах $VS3-VS4$ и $VS13-VS14$. Экспериментальные осциллограммы входных и выходных напряжений приведены на рис. 3,б.

Таким образом, применение режима поперечного регулирования позволяет обеспечивать сдвиг по фазе выходных напряжений блока регулирования относительно входных в диапазоне углов $\alpha = \pm 15^\circ$. Это позволяет регулировать направление и величину потока активной мощности.

Регулирование направления и величины потока реактивной мощности реализуется в модуле продольного регулирования. Режим продольного регулирования позволяет увеличивать, или уменьшать выходное напряжение блока регулирования приблизительно на $\pm 15\%$. Имеется три стационарных режима работы модуля продольного регулирования.

В базовом режиме регулировочные секции модуля продольного регулирования исключены из цепи питания вольтодобавочных трансформаторов $TV2$. Этот режим реализуется при включенных тиристорах $VS17-VS20$ и $VS25-VS28$. В данном режиме выходное напряжение блока регулирования определяется состоянием модуля поперечного регулирования. Повышение выходного напряжения блока регулирования на 15% получается при включении тиристорных коммутаторов тиристорных $VS19-VS21$, $VS25-VS26$ и $VS31-VS32$. Уменьшение выходного напряжения блока регулирования на 15% получается при включении тиристорных коммутаторов тиристорных $VS17-VS18$, $VS23-VS24$ и $VS27-VS30$.

Экспериментальные осциллограммы входных и выходных линейных напряжений блока регулирования в режиме продольного регулирования представлены на рис. 4.

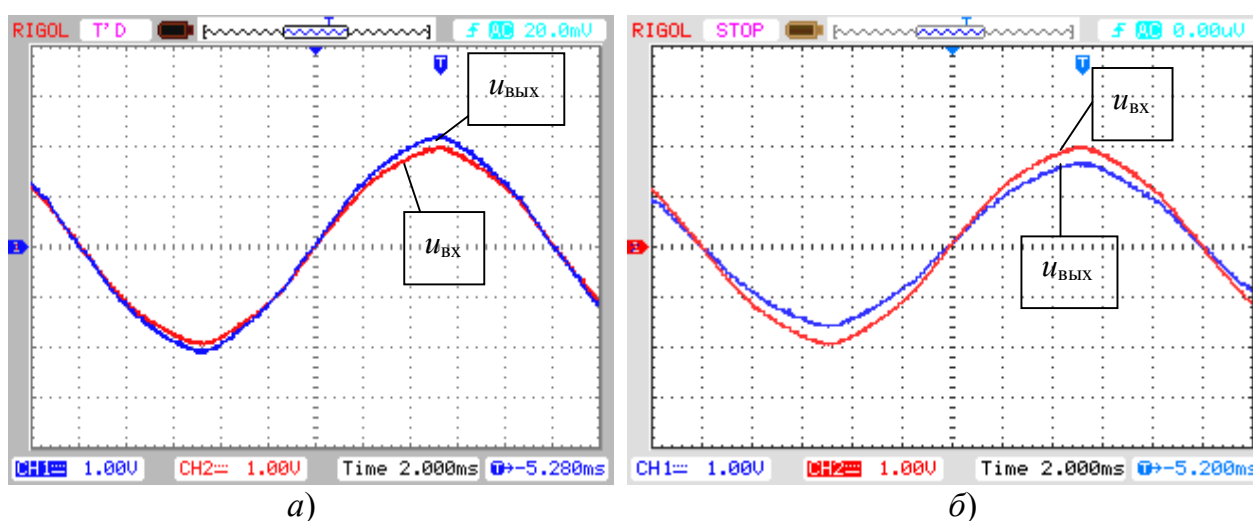


Рис. 4. Осциллограммы входных и выходных напряжений при продольном регулировании в режиме повышения напряжения (а) и в режиме понижения напряжения (б)

Режим продольно–поперечного регулирования позволяет получить на выходе блока регулирования напряжения, отличающиеся от входных как по величине, так и по фазе. Это позволяет одновременно регулировать направления и величины потоков активной и реактивной мощностей. При использовании двухзонного поочередного регулирования также возможно обеспечить режим стабилизации выходного напряжения блока регулирования. Экспериментальные осциллограммы входных и выходных напряжений блока регулирования при продольно-поперечном регулировании в режиме понижения напряжения показаны на рис. 5 и в режиме повышения напряжения показаны на рис. 6.

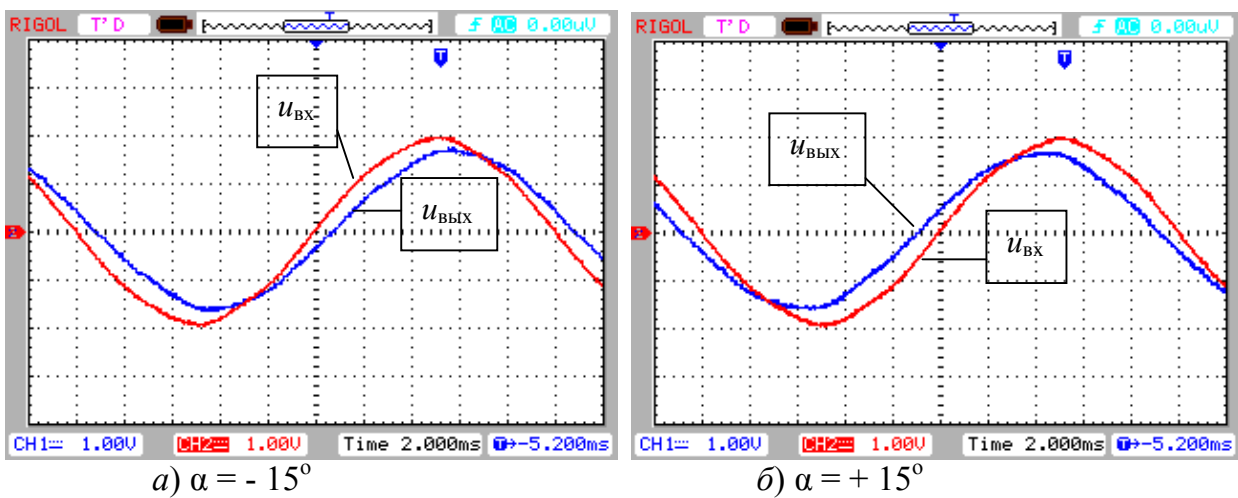


Рис. 5. Осциллограммы входных и выходных напряжений в режиме продольно-поперечного регулирования при понижении выходного напряжения на -15%

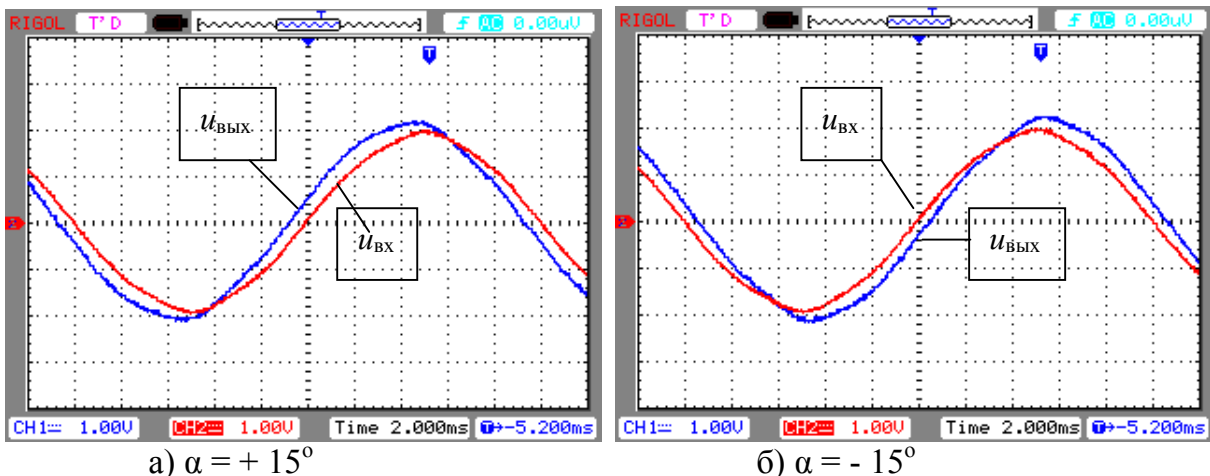


Рис. 6. Осциллограммы входных и выходных напряжений в режиме продольно-поперечного регулирования при повышении выходного напряжения на +15%

По результатам проведенных экспериментальных исследований физической модели узла регулирования потоков мощности в сети среднего напряжения получены зависимости угла сдвига фазы α выходного напря-

жения относительно входного в режиме продольно-поперечного регулирования. Полученные зависимости приведены на рис. 7. Из представленных зависимостей следует, что основное влияние на величину фазового сдвига выходного напряжения оказывает модуль поперечного регулирования. Введение продольной составляющей изменяет фазовый сдвиг примерно на $\pm 8\%$. Максимальные значения углов сдвига фазы выходного напряжения в режиме продольно-поперечного регулирования получаются в режиме понижения напряжения на -15% и составляют $\alpha = \pm 15^\circ$.

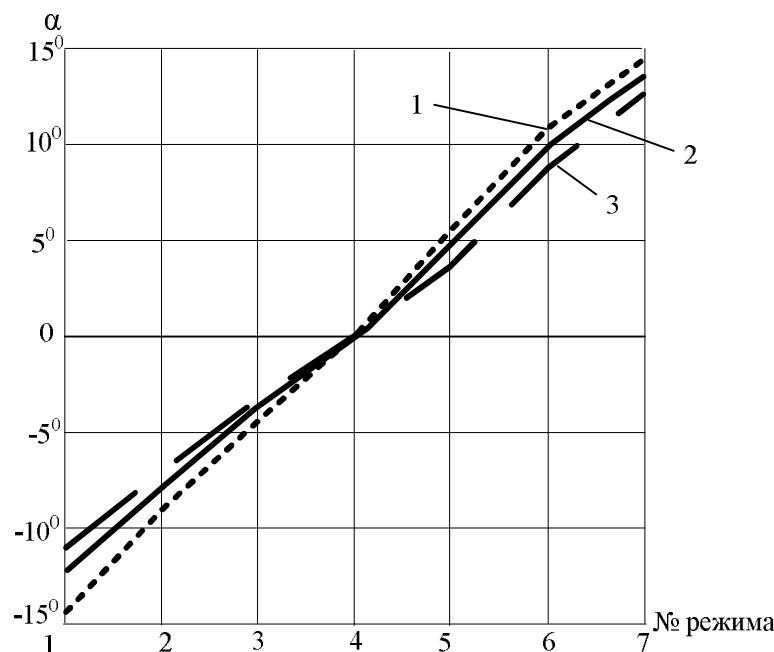


Рис. 7. Зависимости угла сдвига фазы выходного напряжения относительно входного от номера режима поперечного регулирования:

1 – для режима понижения напряжения на -15% при продольном регулировании; 2 – для базового режима (отсутствует продольное регулирование); 3 – для режима повышения напряжения на $+15\%$ при продольном регулировании

Следует отметить, что введение поперечной составляющей напряжения также приводит к изменению выходного напряжения блока регулирования по величине. Зависимости действующего значения выходного напряжения от величины угла α представлены на рис. 8.

При построении зависимостей в качестве базисной величины принято номинальное действующее значение входного напряжения блока регулирования $U_{н*} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$. Из зависимостей, представленных на рис. 8 можно сделать вывод, что максимальные значения выходного напряжения блока регулирования имеют место при поперечном регулировании при углах сдвига $\alpha = \pm 15^\circ$. При этом выходные напряжения ориентировочно увеличиваются на $2,3\%$.

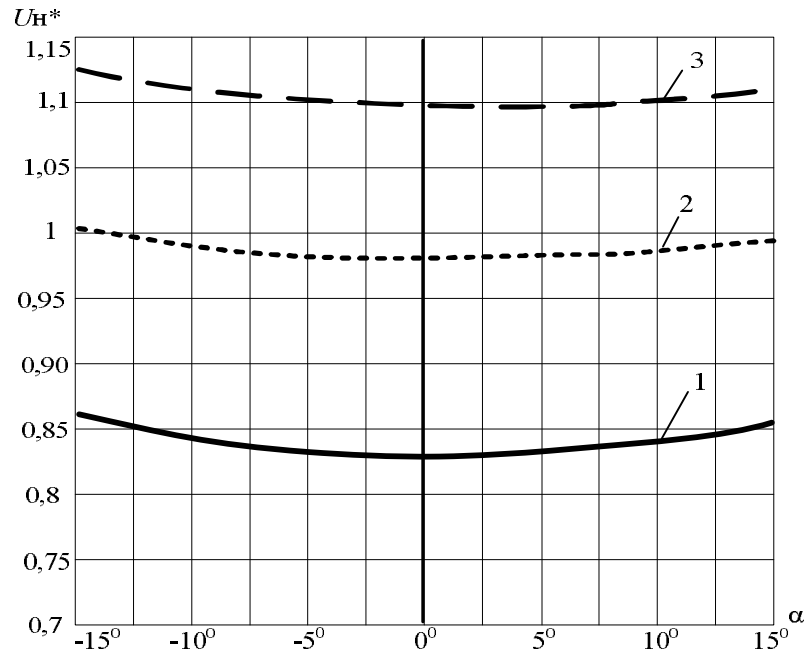


Рис. 8. Зависимости действующего значения выходного напряжения от величины угла сдвига α :

- 1– режим понижения напряжения на -15% при продольном регулировании;
 2– базовый режим (отсутствует продольное регулирование); 3– режим повышения напряжения на +15% при продольном регулировании

Вывод. Использование продольно - поперечного регулирования позволяет регулировать фазу выходного напряжения относительно входного в диапазоне $\pm 15^\circ$ и изменять величину выходного напряжения на $\pm 15\%$. Это позволит одновременно регулировать направления и величины потоков активной и реактивной мощностей в сети среднего напряжения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (соглашение №14.577.21.0098 о предоставлении субсидии от 26.08.2014, уникальный идентификатор проекта RFMEFI57714X0098).

Библиографический список

1. Асабин А.А., Верховский С.Я., Соснина Е.Н., Гардин А.И., Бедретдинов Р.Ш., Кисель Д.А. Полупроводниковое фазопоротное устройство // Патент на полезную модель №157116. 2016. Бюл. № 3.
2. Патент РФ 2398342, МПК H02M5/12. Способ управления тиристорным регулятором напряжения трансформатора / А.А. Асабин; заявл. 23.06.2009, опубл. 27.08.2010. Бюл. № 24.

УДК 621.314

Н.Н. Вихорев, А.И. Чивенков, С.Ю. Панфилов

**ОПТИМИЗАЦИЯ ПУСКОВЫХ РЕЖИМОВ
ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ**

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Статья посвящена исследованию переходных процессов при запуске трехфазного инвертора, а также разработке алгоритма пуска для системы управления, обеспечивающей оптимальные параметры пусковых токов и напряжений.

The article is devoted to research of the transient when starting the three-phase inverter, as well as the development of start-up algorithm for the management of the system, providing the optimal parameters of inrush currents and voltages.

Ключевые слова: алгоритм управления, перенапряжение, Simulink

Key words: control algorithm, overvoltage, Simulink.

Применение средств имитационного моделирования (Matlab/Simulink) позволяет произвести исследование переходных процессов в устройствах силовой электроники [1,2], например, таких как автономные инверторы напряжения (АИН).

Наиболее критичными являются пусковые режимы работы преобразовательных устройств, что требует введения дополнительных мер по организации их запуска.

Исследование имитационной модели энергосистемы [3] с автономным инвертором напряжения (рис. 1) показало, что пуск инвертора на номинальное напряжение питания (220 В фазного напряжения) без специальных средств может приводить к возникновению перенапряжений (50% и более) на нагрузке, и пропорциональных им броскам тока (рис 2).

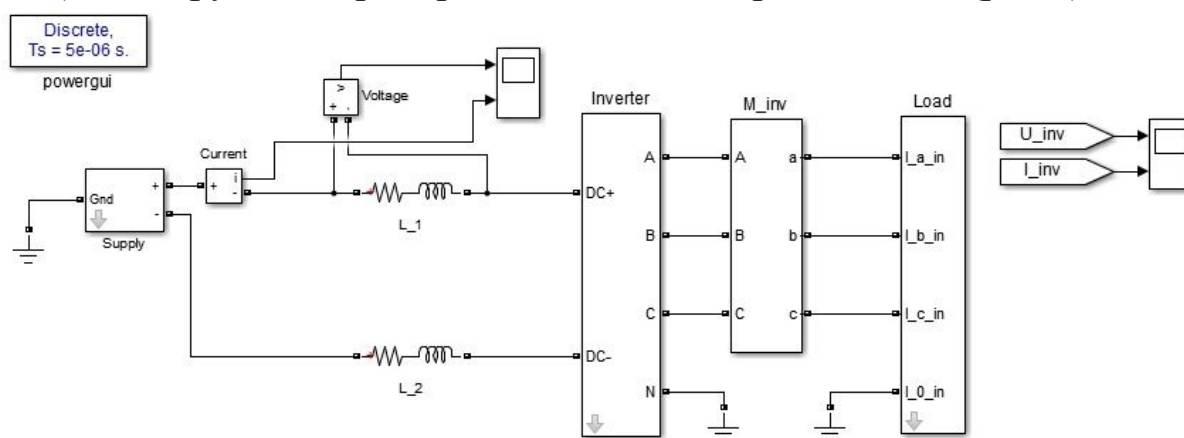


Рис. 1. Энергосистема с АИН

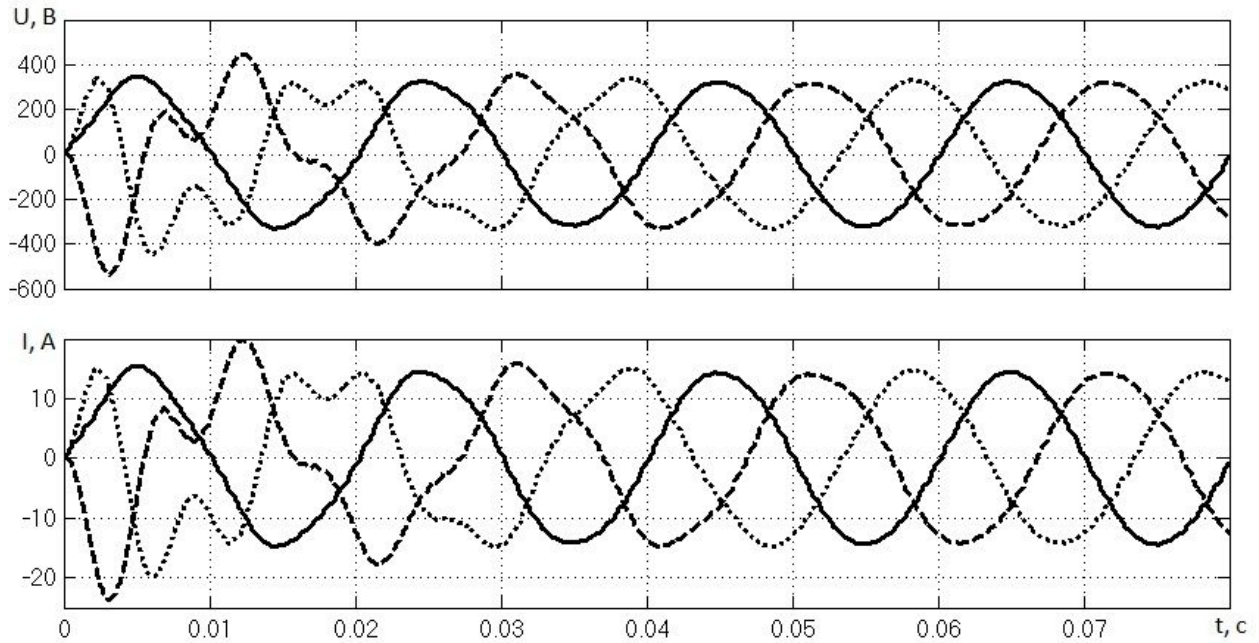


Рис. 2. Осциллограммы напряжений и токов на нагрузке при прямом пуске

Снижение пусковых (переходных) перенапряжений может быть обеспечено применением пофазного пуска инвертора, при котором напряжение каждой фазы начинает формироваться с нулевого значения модулирующего напряжения (рис. 3).

Использование такого запуска инвертора позволяет ограничить бросок выходного напряжения устройства (до 315 - 325 В амплитудного значения, что эквивалентно 227 – 235 В эффективного значения).

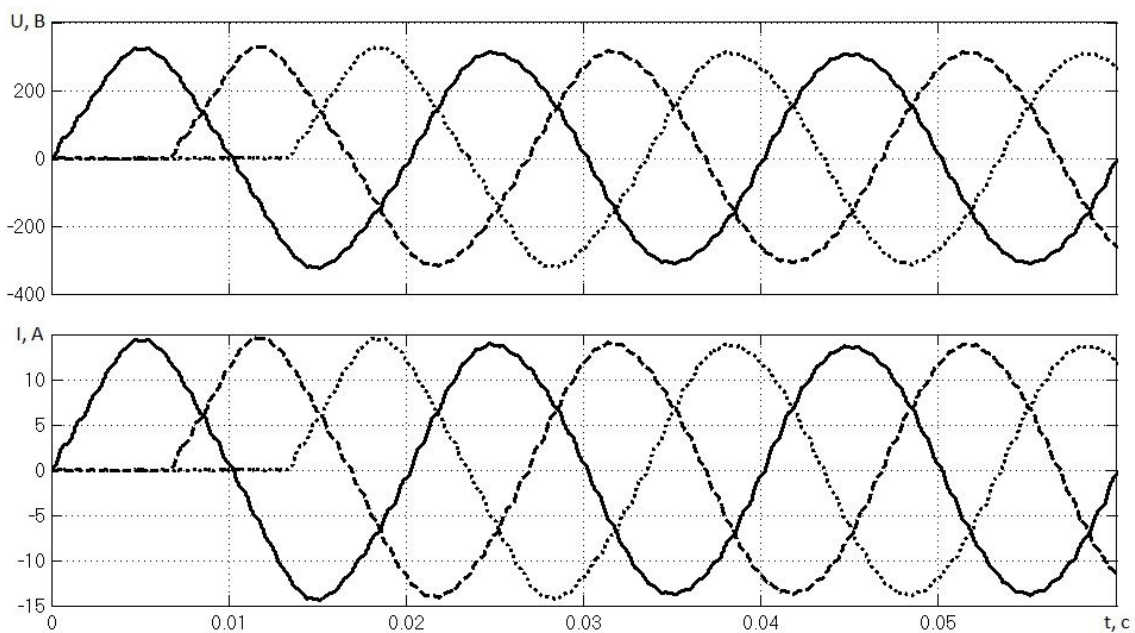


Рис. 3. Осциллограммы напряжений и токов на нагрузке при пофазном пуске

Не менее эффективным методом снижения пускового перенапряжения является «плавный» пуск, при котором модулирующее напряжение нарастает от нуля до заданного значения в течение определенного промежутка времени (например, 10 мс), а выходное напряжение инвертора пропорционально увеличивается до номинального значения (рис. 4).

Следует отметить, что на перегрузки по току и напряжению оказывает воздействие способ подключения нагрузки. В общем случае, оптимальным решением является использование коммутирующих средств, обеспечивающих задержку подключения нагрузки к инвертору на время пускового переходного процесса (рис. 5).

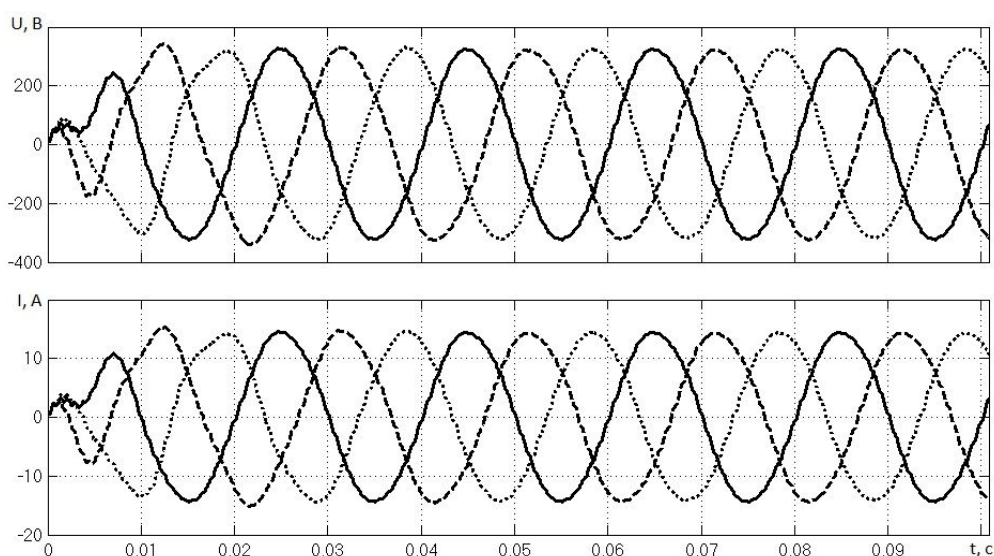


Рис. 4. Осциллограммы напряжений и токов на нагрузке при плавном пуске

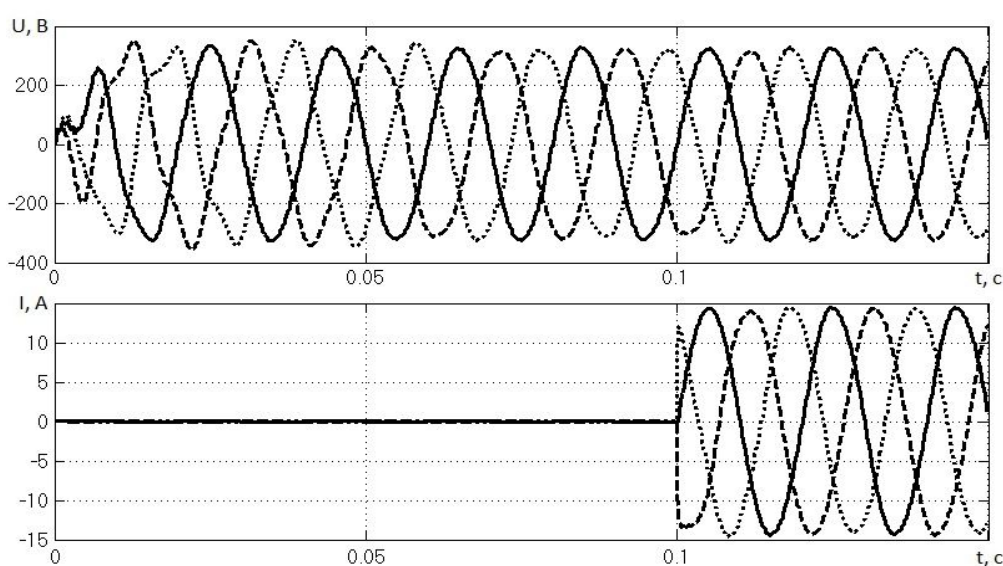


Рис. 5. Осциллограммы напряжений и токов при подключении нагрузки после запуска

Оптимальным решением является подключение нагрузки к выходу инвертора через 5-10 периодов (около 0,2 с) формируемого напряжения без применения в инверторе специальных ограничивающих средств запуска и при использовании «плавного» пуска, а при пофазном пуске это время составит в 5-10 раз меньше.

Перечисленные методы запуска инвертора позволяют ограничить броски напряжений и токов, и тем самым снизить требования к параметрам силовых элементов инвертора.

Библиографический список

1. **Гребенщиков, В.И.** Разработка систем управления интеллектуальных регуляторов параметров качества электрической энергии / В.И. Гребенщиков, А.И. Чивенков, В.В. Севастьянов, И.А. Захаров / Труды НГТУ им Р.Е. Алексеева / НГТУ им Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2014. №5 (107), специальный выпуск. – С. 106-111.

2. **Чивенков, А.И.** Моделирование работы инвертора напряжения в авиационных электросистемах / А.И. Чивенков, И.С. Панфилов, С.Ю. Панфилов, Н.Н. Вихорев, А. Gedifa / Труды НГТУ им Р.Е. Алексеева. – / НГТУ им Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2015. №1 (108). –С. 217-224с.

3. **Вихорев, Н.Н.** Автоматизация запуска инвертора напряжения с применением средств быстрого прототипирования систем управления / Н.Н. Вихорев, А.И. Чивенков, С.Ю.Панфилов // Актуальные проблемы электроэнергетики: материалы всероссийской научно-технической конференции / НГТУ им Р.Е. Алексеева, Н.Новгород. 2016.

УДК 621.314

Н.Н. Вихорев, А.И. Чивенков, С.Ю. Панфилов

АВТОМАТИЗАЦИЯ ЗАПУСКА ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ СРЕДСТВ БЫСТРОГО ПРОТОТИПИРОВАНИЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Статья посвящена разработке модели силовой части и схемы управления преобразователя постоянного напряжения в трехфазное переменное в программной среде Matlab/Simulink. Модель состоит из последовательно включенных блоков источника питания, инвертора и нагрузки. Система управления представляет собой ШИМ – контроллер, построенный на трех источниках синусоидального сигнала.

The article is devoted to the development of the model and the power of the DC converter control circuit in the three-phase AC in the Matlab / Simulink software environment. The model consists of series-connected power supply unit, the inverter and the load. The control system is a PWM - controller, built on three sources of sinusoidal signal.

Ключевые слова: алгоритм работы, программируемые контроллеры, фильтр, информационный поток данных.

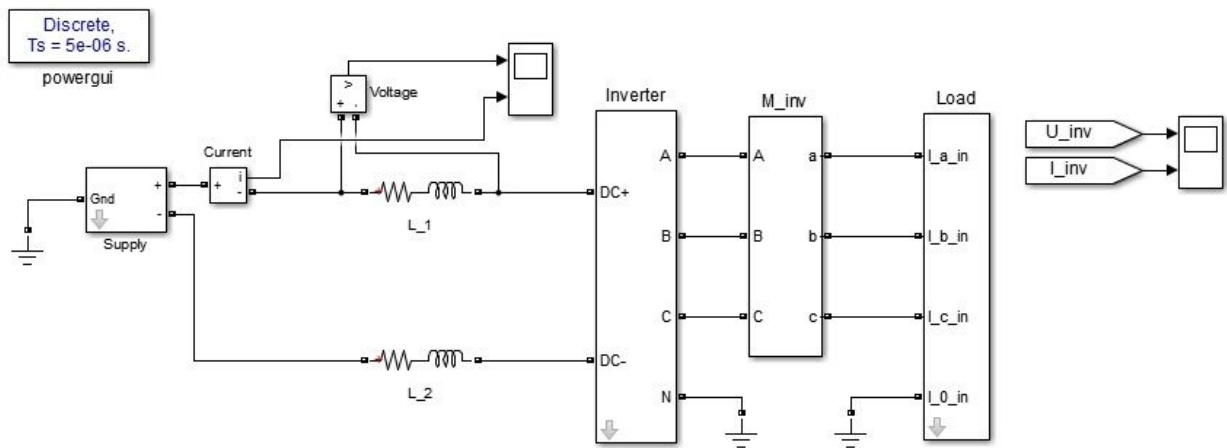
Key words: the algorithm, programmable controllers, filter information data stream.

Управление преобразовательными устройствами, применяемыми при построении интеллектуальных электрических сетей, требует разработки сложных алгоритмов работы с последующей их отладкой. Реализовать систему управления (СУ), обеспечивающую выполнение заданного алгоритма работы, сбор и анализ данных с измерительной части, экономически выгодно с помощью программируемых контроллеров или ЭВМ.

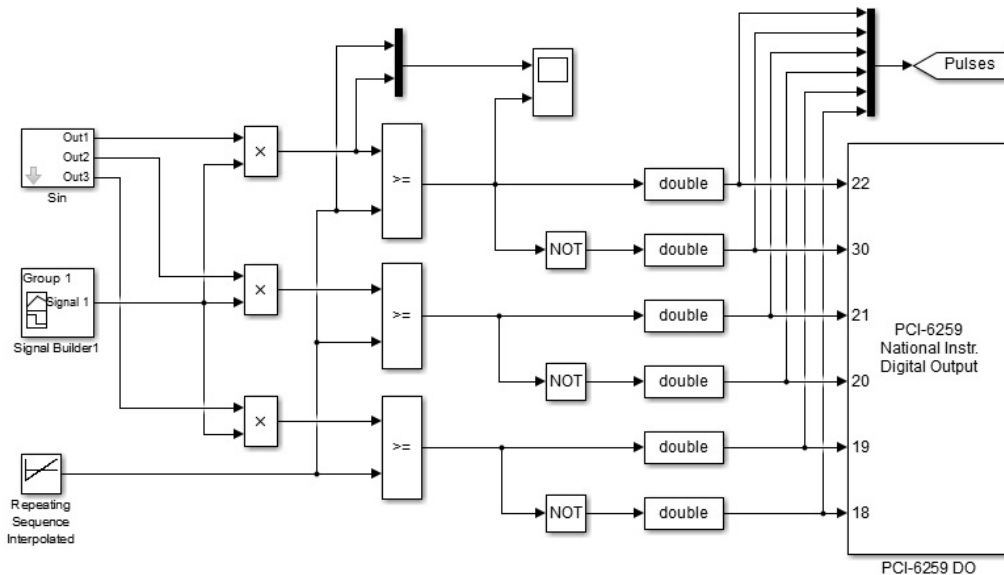
Разработка системы управления для устройства, включающего в себя несколько совместно работающих преобразователей (например, трехфазный инвертор напряжения), требует решения ряда задач по формированию синхронизированных между собой управляющих импульсов для полупроводниковых ключей и других коммутационных элементов согласно информационному потоку данных с каналов измерительных приборов. Гибким и экономически выгодным способом разработки является реализация системы управления на базе системы реального времени Simulink Real-Time (xPC Target) с применением среды разработки Matlab/Simulink [1,2].

Разработка СУ включает в себя две стадии: исследование имитационной модели силовой части инвертора напряжения и последующая сверка полученных результатов с данными натурного макетирования.

Имитационная модель силовой части и системы управления преобразователя постоянного напряжения в переменное в пакете Matlab/Simulink (рис. 1, а) содержит: источник питания (Supply), фильтр (L_1, L_2), инвертор (Inverter) и нагрузку (Load). Система управления (рис. 1, б) реализует широтно-импульсную модуляцию и обеспечивает сопряжение с платами ввода-вывода. Параметрами источника питания являются: напряжение источника ЭДС, внутреннее сопротивление конденсатора, емкость конденсатора.



а)



б)

Рис. 1. Имитационная модель силовой части и системы управления в пакете Matlab/Simulink:

а) силовая часть преобразователя; б) ШИМ - управление инвертором

Блок трехфазного инвертора (рис. 2, а) включает в себя 6 IGBT ключей с подключенными параллельно им снабберными RCD цепочками, а также обратными диодами и выходной LC-фильтр. В маску параметров (рис. 2 б) последовательно вводят: индуктивность выходного фильтра, емкость выходного фильтра, внутреннее сопротивление емкости и обмотки дросселя фильтра, сопротивление снабберного резистора модели IGBT – транзистора, параметры снабберной емкости модели IGBT – транзистора, сопротивление снабберного резистора модели обратного диода, параметры снабберной емкости модели обратного диода, сопротивление снабберной RCD – цепочки, емкость снабберной RCD – цепочки, емкость конденсатора фильтра.

Блок нагрузки выполнен на базе блоков Series RLC branch, соединенных по схеме «звезда» с нулевым проводом и позволяет задавать:

- индуктивность нагрузки;
- сопротивление нагрузки.

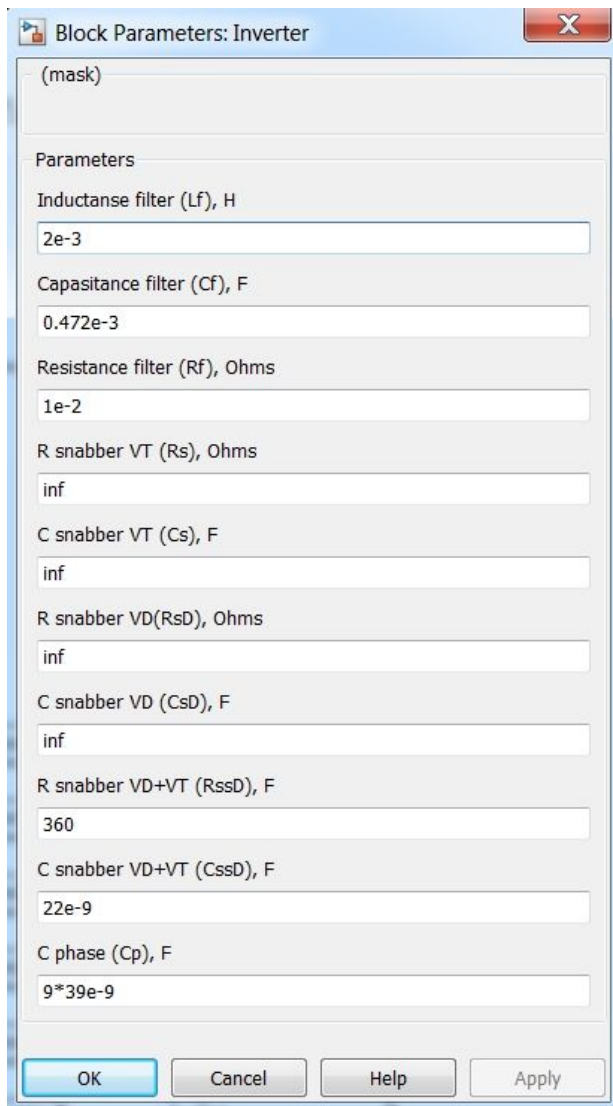
Для получения достоверных сведений при моделировании необходимо в маски параметров вводить данные об элементах преобразователя соответствующие спецификациям на них.

Например:

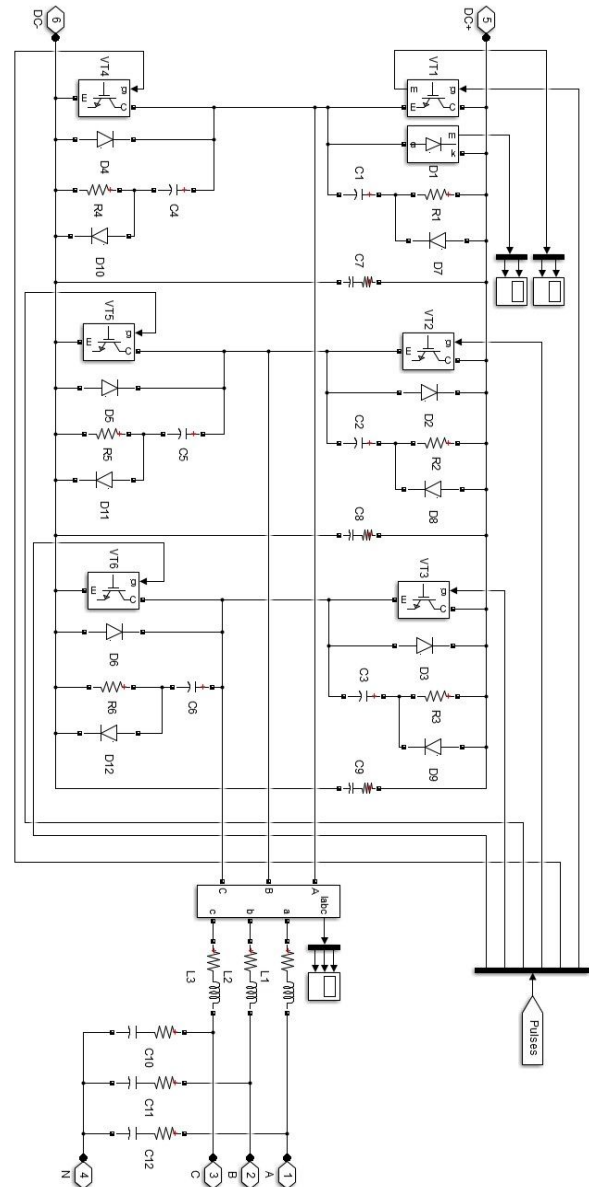
- напряжение емкостного накопителя 300 В (для каждой половины);
- емкость накопителя – 0,15 Ф (для каждой половины);
- внутреннее сопротивление емкостного накопителя 0,01 Ом;
- индуктивность дросселя фильтра 22 мкГн;
- время спада тока IGBT – транзистора до 10% - 0,16 мкс;
- время спада тока IGBT – транзистора до 0 – 0,52 мкс;
- сопротивление и емкость встроенных в модели транзисторов и диодов снабберных цепей – inf;
- параметры соответственно резистора и конденсатора RCD – цепей транзисторов – 360 Ом, 22 нФ;
- параметры С параллельных плечу IGBT – транзистора 377 нФ;
- индуктивность выходного фильтра инвертора - 2 мГн;
- емкость выходного фильтра – 0,472 мФ;
- индуктивность нагрузки (каждой фазы) – 2 мГн;
- сопротивление нагрузки (каждой фазы) – 22,5 Ом;
- частота пилообразного напряжения – 1 кГц;
- коэффициент модуляции – 0,9.

Система управления представляет собой ШИМ–контроллер, построенный на трех источниках синусоидального сигнала, каждый из которых смещен относительно друг друга на 120 электрических градусов. Генератор пилообразного напряжения формируют сигнал с частотой 1 кГц. Компараторы формируют широтно-модулированные импульсы для управле-

ния транзисторами инвертора. Импульсы управления формируются для одного из ключей плеча, а сигнал для противоположного ключа формируется с помощью блока логического отрицания.



a)



б)

Рис. 2. Инвертор:
а) структура; б) маска параметров

Наиболее критичными режимами работы инвертора напряжения являются переходные процессы, например, подключение инвертора напряжения к первичному источнику электропитания.

Пуск инвертора производится включением управляющего целевого компьютера (контроллера), после чего производится плавное увеличение коэффициента модуляции от 0 до заданного значения (0.9) (рис. 3) и под-

держание текущего режима работы. Осциллограммы пусковых токов и напряжений приведены на рис. 4.

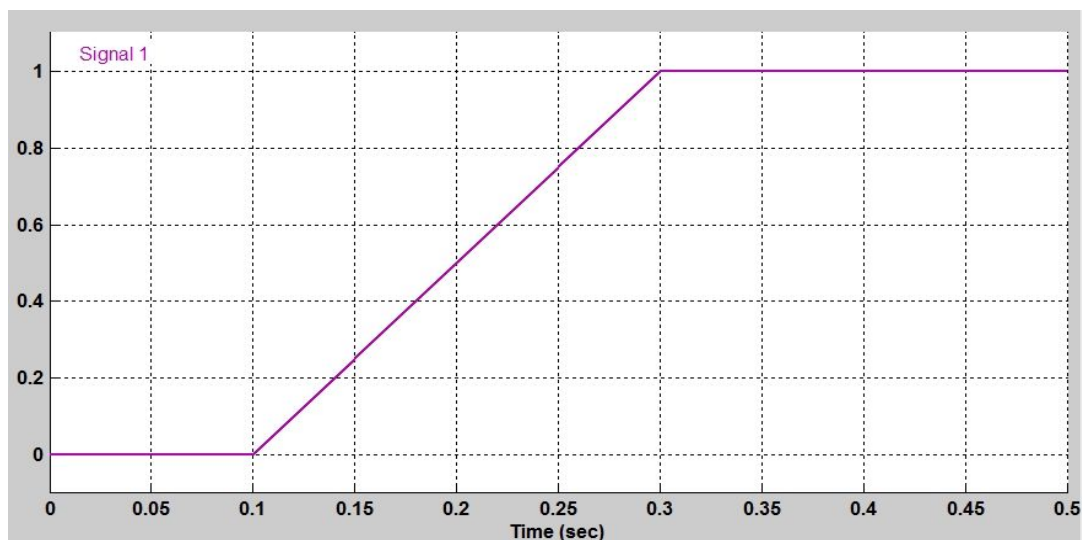


Рис. 3. Сигнал управления коэффициентом модуляции

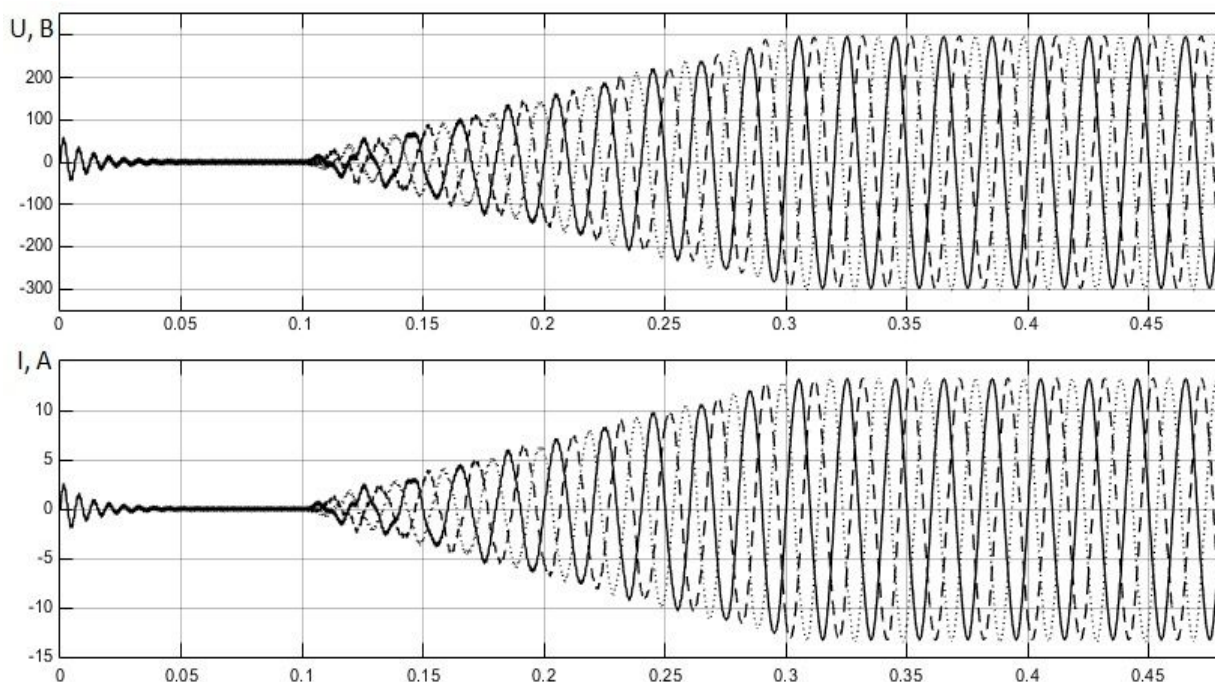


Рис. 4. Напряжение и ток нагрузки

Применение описанного в статье подхода к формированию системы управления позволяет обеспечить необходимые параметры пуска в автоматическом режиме.

Библиографический список

1. **Гребенщиков, В.И.** Разработка систем управления интеллектуальных регуляторов параметров качества электрической энергии / В.И. Гребенщиков, А.И. Чивенков, В.В. Севастьянов, И.А. Захаров / Труды НГТУ им Р.Е. Алексеева / НГТУ им Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2014. №5 (107), специальный выпуск. – С. 106-111с.

2. **Чивенков А.И.** Моделирование работы инвертора напряжения в авиационных электросистемах / А.И. Чивенков, И.С. Панфилов, С.Ю. Панфилов, Н.Н. Вихорев, А. Gedifa / Труды НГТУ им Р.Е. Алексеева / НГТУ им Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2015. №1 (108). – С. 217-224с.

УДК 621.314.25

Л.Э. Рогинская, А.С. Горбунов

ИССЛЕДОВАНИЕ ФАЗОПРЕОБРАЗУЮЩЕГО ВЫПРЯМИТЕЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С УПРАВЛЯЕМЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Уфимский государственный авиационный технический университет

Приведены примеры применения потребителей постоянного и многофазного переменного тока. Описана конструкция и особенности одного из вариантов многофазных фазопреобразующих трансформаторов выпрямительных устройств. Приведена принципиальная схема такого преобразователя и осциллограмма его потребляемого тока. Указаны основные преимущества рассматриваемого устройства.

We gave examples of application of consumers of a direct and multi-phase alternating current. Construction and features of one of variants of multiphase phase-reformative transformers of rectifying devices is described. We provided the schematic diagram of such transformer and the oscillogram of its input current. Main advantages of the considered device are specified.

Ключевые слова: трансформатор, выпрямитель, преобразователь, преобразователь числа фаз.

Key words: transformer, rectifier, converter, converter of number of phases.

В настоящее время ввиду широкого применения мощных потребителей постоянного (электрические сети и вставки постоянного тока, электропривод станков) и многофазного переменного тока (многофазные выпрямительные устройства) расширяется применение источников питания на базе многофазных фазопреобразующих трансформаторов [1, 2]. Данные трансформаторы позволяют существенно уменьшить коэффициент искажения синусоидальной формы кривой потребляемого тока [3], равный

$$K_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где I_n – действующие значения высших гармоник потребляемого тока, А; I_1 – действующее значение первой гармоники потребляемого тока, А.

Путем использования таких трансформаторов можно улучшить качество электроэнергии, потребляемой из сети, а также уменьшить коэффициент пульсаций выходной электрической энергии преобразователей.

В работах [4, 5] авторами были предложены оригинальные конструкции многофазных трансформаторных преобразователей числа фаз, за-

ключающиеся в применении одного трансформатора с трехстержневым магнитопроводом с одной первичной трехфазной обмоткой для преобразования трехфазной системы напряжений в многофазную. Например, в [4] такой трансформатор содержит три вторичные (вентильные) обмотки, соединенные по схеме звезды и двух зигзагов, обеспечивающих фазовый сдвиг 40° между напряжениями вентильных обмоток. Вторичные обмотки присоединялись к трем последовательно соединенным полупроводниковым неуправляемым выпрямителям, образующим девятифазный (восемнадцатипульсный) выпрямитель, в котором в качестве вентилей применялись диоды. От известных решений предложенное устройство отличается отсутствием большого количества сложно соединенных вторичных обмоток, а также, как было ранее отмечено, использованием одного трансформатора вместо нескольких, с одним трехстержневым магнитопроводом.

На рис. 1 показана схема многофазного фазопреобразующего трансформатора, преобразующего трехфазное напряжение в двенадцатифазное (3/12), нагруженного на двенадцатифазный управляемый выпрямитель с тиристорами $VS1-VS24$. Система управления тиристорами представлена в составе блока управления и защиты.

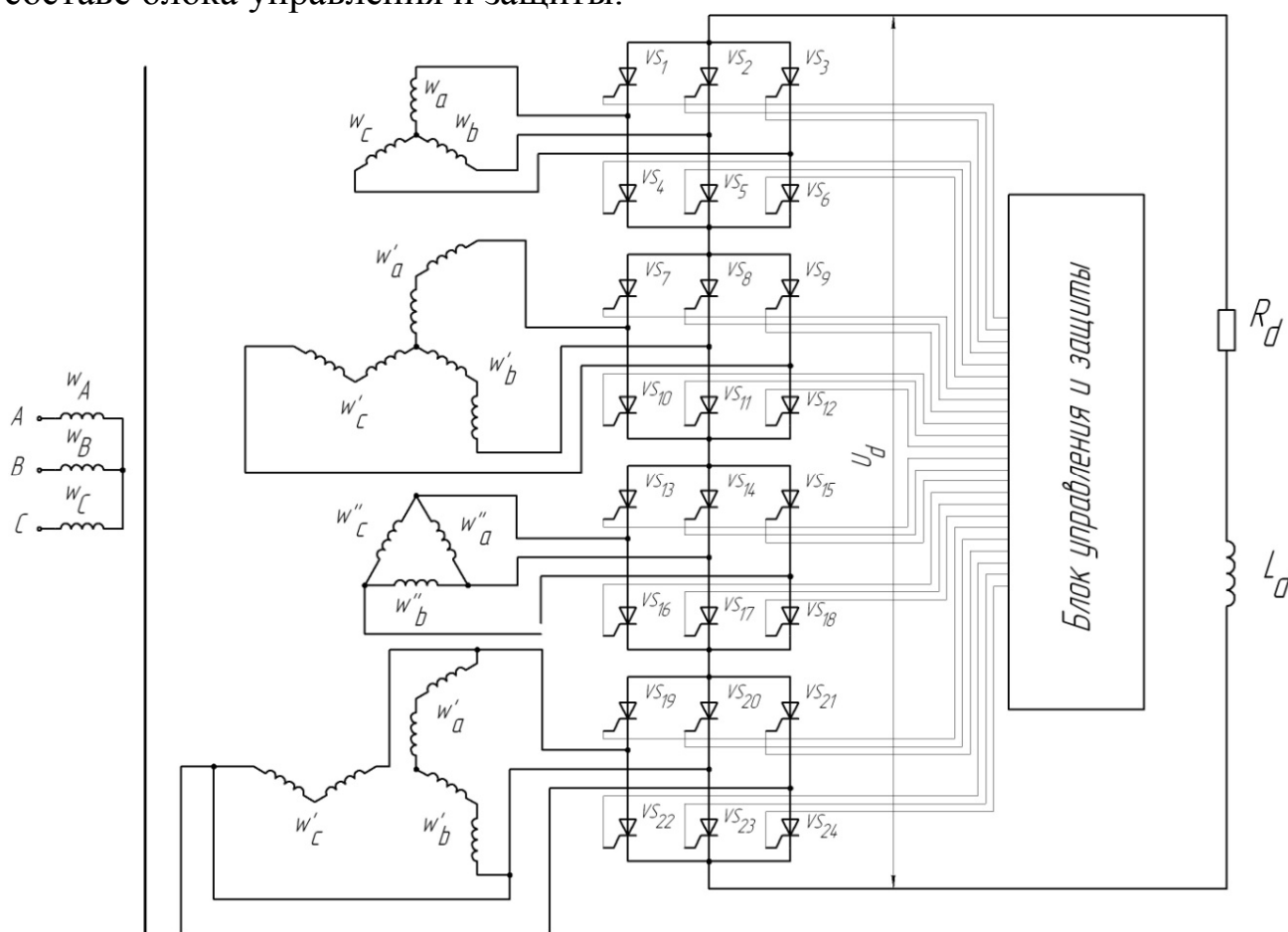


Рис. 1. Фазопреобразующий трансформатор 3/12 с двенадцатифазным управляемым выпрямителем

На рис. 2 приведена осциллограмма потребляемого первичного тока двенадцатифазного трансформатора.

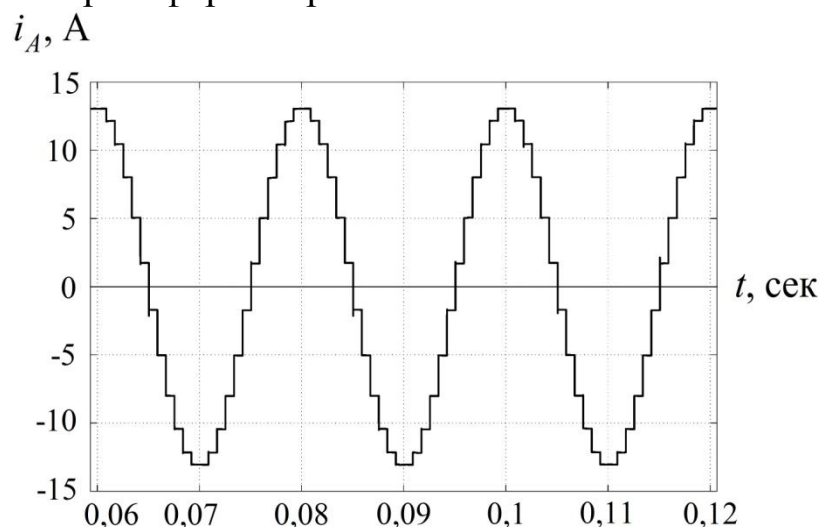


Рис. 2. Потребляемый фазообразующим трансформатором ток

Нагрузка в данной схеме представлена в виде активно-индуктивного сопротивления, образованного резистором R_d и индуктивностью L_d . Четыре вторичные обмотки, как видно из рис. 1, соединены по схеме звезды, зигзага и двух треугольников таким образом [2], чтобы обеспечивался фазовый сдвиг 15° между напряжениями двенадцатифазной системы.

Выпрямительные мосты включены последовательно и на их выходе формируется суммарное выпрямленное напряжение с пульсациями с частотой 1200 Гц. Блок управления и защиты включает в себя систему управления выпрямителями и обеспечивает выработку импульсов управления, распределение их по управляющим электродам, а также их снятие в аварийных режимах для защиты выпрямителей от токов короткого замыкания.

Производились исследования, расчеты и моделирование работы предлагаемого выпрямительного устройства с многофазным трансформатором, преобразующим входное трехфазное напряжение в двенадцатифазное. Было выяснено, что установленная мощность фазообразующего трансформатора составляет 105% [6] от мощности обычного трехфазного трансформатора, то есть почти не отличается от нее, так как каждая из трехфазных обмоток с трехфазным выходом рассчитывается на $1/3$ от выходного напряжения. Было получено значение коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения двенадцатифазного выпрямителя $K_p=0,0035$, что намного ниже коэффициента пульсаций единичного трехфазного мостового выпрямителя, равного 0,057 [7], а также определен гармонический состав тока вентильной обмотки трансформатора. Как видно из рис. 2, кривая тока имеет прямоугельно-ступенчатую форму и близка к синусои-

де, первые имеющиеся в кривой высшие гармоники [2] имеют порядковые номера 23 и 25, при этом их амплитуды не превышают 2% от основной гармоники. Таким образом обеспечивается улучшение качества потребляемой и выходной электрической энергии и улучшается электромагнитная совместимость преобразовательных устройств с нагрузкой и питающей сетью.

Библиографический список

1. **Евдокимов, С.А.** Структурный синтез многофазных вентильных преобразователей: монография / С.А. Евдокимов, Н.И. Щуров. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2010. – 423 с. (Серия «Монографии НГТУ»).
2. **Рогинская, Л.Э.** Улучшение электромагнитной совместимости преобразовательных устройств с сетью и нагрузкой с помощью многофазных трансформаторов / Л.Э. Рогинская, А.С. Горбунов, З.И. Ялалова // Электротехнические и информационные комплексы и системы, УГУЭС. – № 3. – Т. 10. – 2014. – С. 21–30.
3. **Исмагилов, Ф.Р.** Электромагнитная совместимость в электроэнергетике в вопросах и ответах: учебное пособие / Ф.Р. Исмагилов, Д.В. Максудов. – Уфа: УГАТУ, 2005. – 85 с.
4. Патент РФ 126232, МПК H02M7/10. Многофазный преобразователь на базе фазопреобразующего трансформатора / Л.Э. Рогинская, З.И. Ялалова, Заявлено 01.10.2012; Опубл. 20.03.2013, Бюл. № 8. – 2 с.
5. Патент РФ 143244, МПК H02M5/14 Многофазный трансформаторный преобразователь числа фаз / Ю.В. Рахманова, Л.Э. Рогинская, А.С. Горбунов, П.В. Шиллов; заявл. 04.03.2014, опубл. 20.07.2014, Бюл. № 20. – 2 с.
6. **Ялалова, З.И.** Определение электромагнитной совместимости фазопреобразующих трансформаторов преобразовательных установок / З.И. Ялалова, Л.Э. Рогинская, Ю.В. Рахманова // ЭЛЕКТРО. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность. – 2013. – №2. – С. 16-20.
7. **Зиновьев, Г.С.** Силовая электроника: учеб. пособие для бакалавров / Г.С. Зиновьев; 5-е изд., испр. и доп. – М.: Издательство Юрайт, 2012. – 667 с.

УДК 621.314.261; 681.518.5

А.С. Стеклов, А.В. Серебряков, В.Г. Титов, В.В. Кондратьев

НЕЧЁТКИЙ ПОДХОД К КОНТРОЛЮ РАБОТОСПОСОБНОСТИ СУДОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В статье рассмотрен подход к разработке модели степени работоспособности судовых преобразователей частоты (ПЧ). Одним из путей решения задачи моделирования является применение искусственных нейронных сетей. Впервые предложен комплексный подход к определению степени работоспособности преобразователей частоты судовых электроэнергетических установок, на основе искусственных нейронных сетей. Полученные результаты могут быть основой для создания модуля экспертной системы прогнозирования технического состояния судовых электроэнергетических установок.

The article describes the approach to the development of the model degree of capacity for work-ship frequency converters (FC). One way of solving the problem is modeling is the use of artificial neural networks. For the first time provided a comprehensive approach to the determination of the degree of efficiency of frequency converters marine electric power plants, based on artificial neural networks. The results can be the basis for the creation of an expert system module forecasting technical condition of ship power installations.

Ключевые слова: нечёткое моделирование, прогнозирование, преобразователь частоты, электроэнергетическая установка, диагностика, степень работоспособности.

Keywords: fuzzy modeling, forecasting, frequency converter, electric power installation, diagnosis, degree of efficiency.

Значительный износ электрооборудования на судах приводит к дополнительным потерям энергии, снижению надежности функционирования, возрастанию его аварийности и отказов [2]. В свою очередь, надежная работа и, в частности, судовых электроэнергетических систем обеспечивается целым комплексом мероприятий, среди которых важное место отводится контролю и прогнозированию работоспособности электрооборудования [6,7].

Рассмотрим нечёткий подход к решению задачи контроля технического состояния преобразователей частоты судовых электроэнергетических установок.

Нечеткий логический вывод - это аппроксимация зависимости «входы - выход» на основе лингвистических высказываний <Если - то> и логических операций над нечеткими множествами [8]. На рис. 1 показана

типовая структура системы нечеткого вывода, она содержит такие модули:

- *фаззификатор*, преобразующий фиксированный вектор влияющих факторов (X) в вектор нечетких множеств \tilde{X} , необходимых для нечеткого вывода;

- *функции принадлежности*, используемые для представления лингвистических термов в виде нечетких множеств;

- *нечеткая база знаний*, содержащая информацию о зависимости $Y=f(X)$ в виде лингвистических правил <Если - то>;

- *машина нечеткого логического вывода*, которая на основе правил базы знаний определяет значение выходной переменной в виде нечеткого множества \tilde{Y} , соответствующего нечетким значениям входных переменных (\tilde{X});

- *дефаззификатор*, преобразующий выходное нечеткое множество \tilde{Y} в четкое число Y .

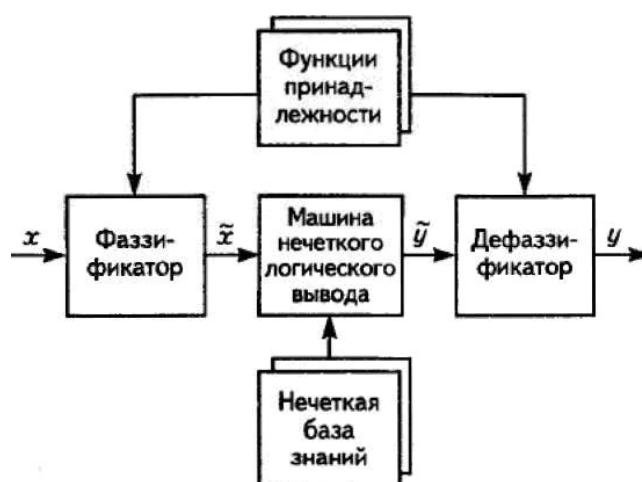


Рис. 1. Система нечёткого логического вывода

Для реализации процесса нечёткого моделирования работоспособности судовых преобразователей частоты предлагается использовать пакет MatLab. Параметры, используемые для контроля работоспособности: токи в фазах (I_f), напряжение по фазам (U_f), сопротивление изоляции на корпус (R_{iz}), выходная частота (f) [1]. На рис. 2 представлена структурная схема нечёткого определения степени работоспособности ПЧ.

На этапе фаззификации значения входных параметров приводятся в соответствии с их нечеткими лингвистическими переменными с последующим выбором закона изменения функции принадлежности. Лингвистическая оценка значения переменных I_f и U_f и f производится с помощью пяти термов: {"очень низкое", "ниже нормы", "норма", "выше нормы", "очень высокое"}, а переменной R_{iz} - с помощью трёх {"очень низкое", "ниже нормы", "норма"}.

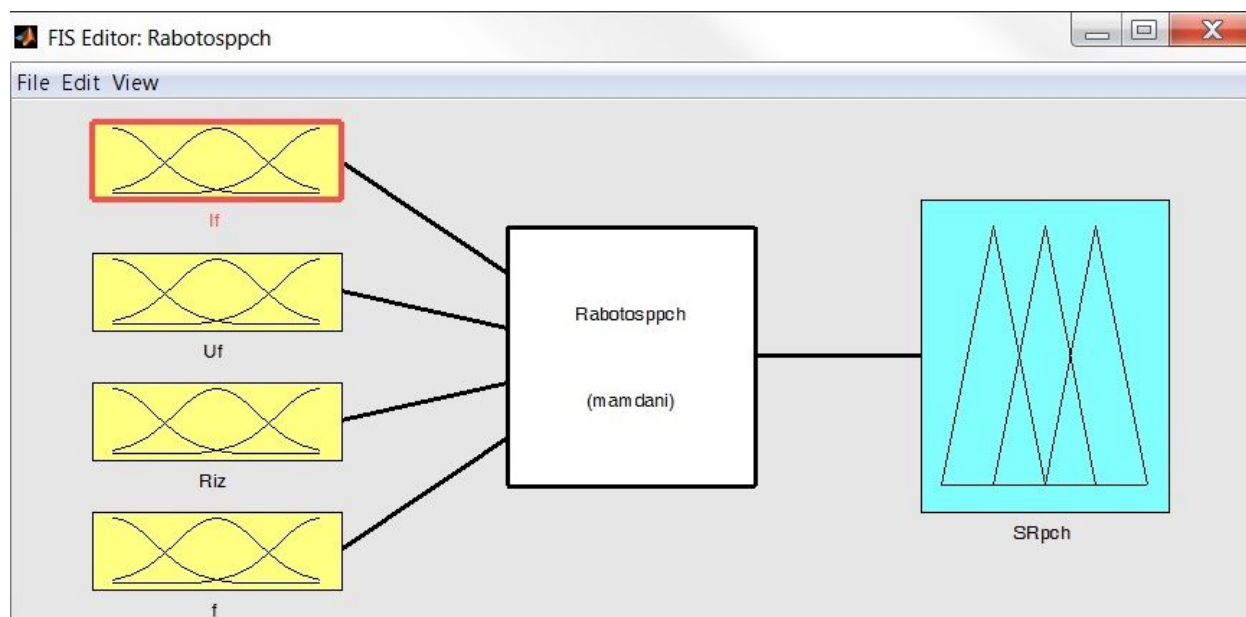


Рис. 2. Структурная схема нечёткого определения работоспособности ПЧ:

входные переменные: I_f - токи в фазах, U_f - напряжения в фазах, R_{iz} - сопротивление изоляции, f - выходная частота, выходная переменная: SR_{pch} – степень работоспособности ПЧ, *Rabotosppch (mamdani)* – нечеткая система Мамдани-Заде

Выходная переменная “степень работоспособности ПЧ” оценивается от 0 до 100 (где 0 – минимальное значение, 100 – максимальное значение степени работоспособности ПЧ).

Нечеткой базой знаний называется совокупность нечетких правил <Если-то>, задающих взаимосвязь между входами и выходами исследуемого объекта. Формат нечетких правил такой:

ЕСЛИ <посылка правила>, ТО <заключение правила>.

Посылка правила представляет собой утверждение типа « x есть низкий», где «низкий» - это терм, заданный нечетким множеством на универсальном множестве лингвистической переменной x . Квантификаторы «очень», «не», «почти», «более-менее» и другие могут использоваться для модификации термов *посылок правил* [3-5].

Заключение правила - это факт типа « y есть d », в котором значение выходной переменной может задаваться, например, нечетким термом - « y есть высокий».

Если выходная переменная задана нечетким множеством, тогда правило может быть представлено нечетким отношением. Для нечеткого правила «Если x есть \tilde{A} , то y есть \tilde{B} ».

Создадим нечёткую базу знаний с информацией о зависимости “значение переменных I_f , U_f , f , R_{iz} – значение степени работоспособности SR_{pch} ”, содержащую лингвистические правила, заданные экспертами на

основе субъективных предпочтений о причине неисправности и не носящими случайного характера.

Несколько правил представлены на рис. 3.

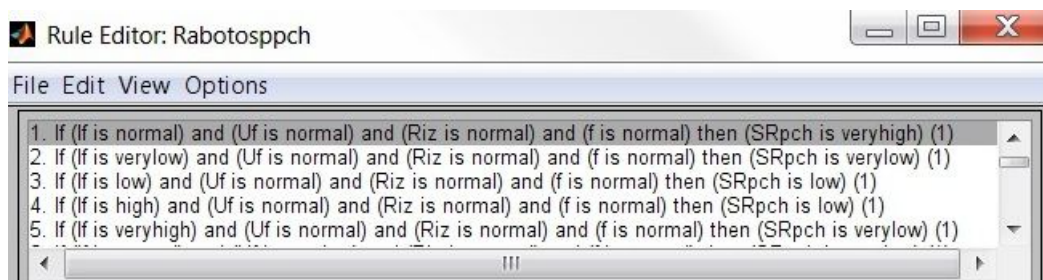


Рис. 3. Фрагмент базы правил

На рис. 4 показан график зависимости выходной переменной “Степень работоспособности ПЧ” от входной переменной “Сопротивление изоляции”.

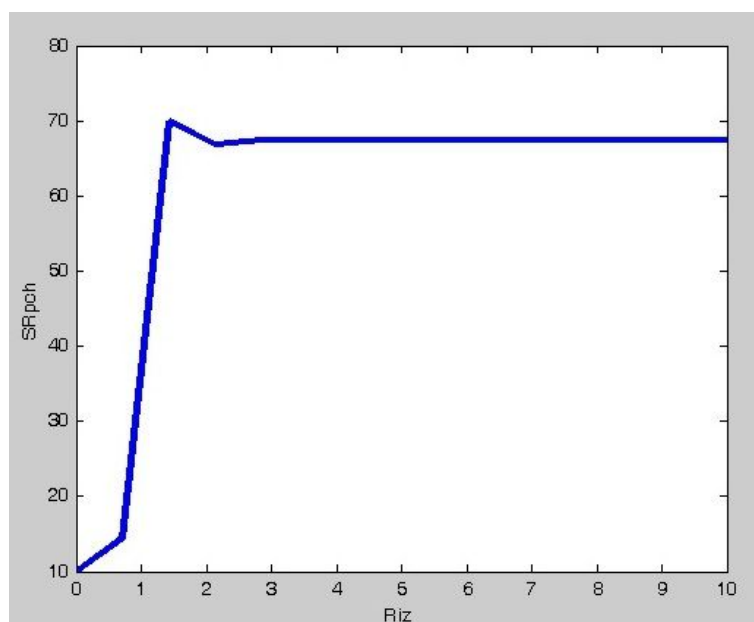


Рис. 4. График зависимости выходной переменной “Степень работоспособности ПЧ” от входной переменной “Сопротивление изоляции”

Для создания модели контроля работоспособности ПЧ воспользуемся средой Simulink программы MatLab. На рис. 5 представлена модель вычисления работоспособности ПЧ.

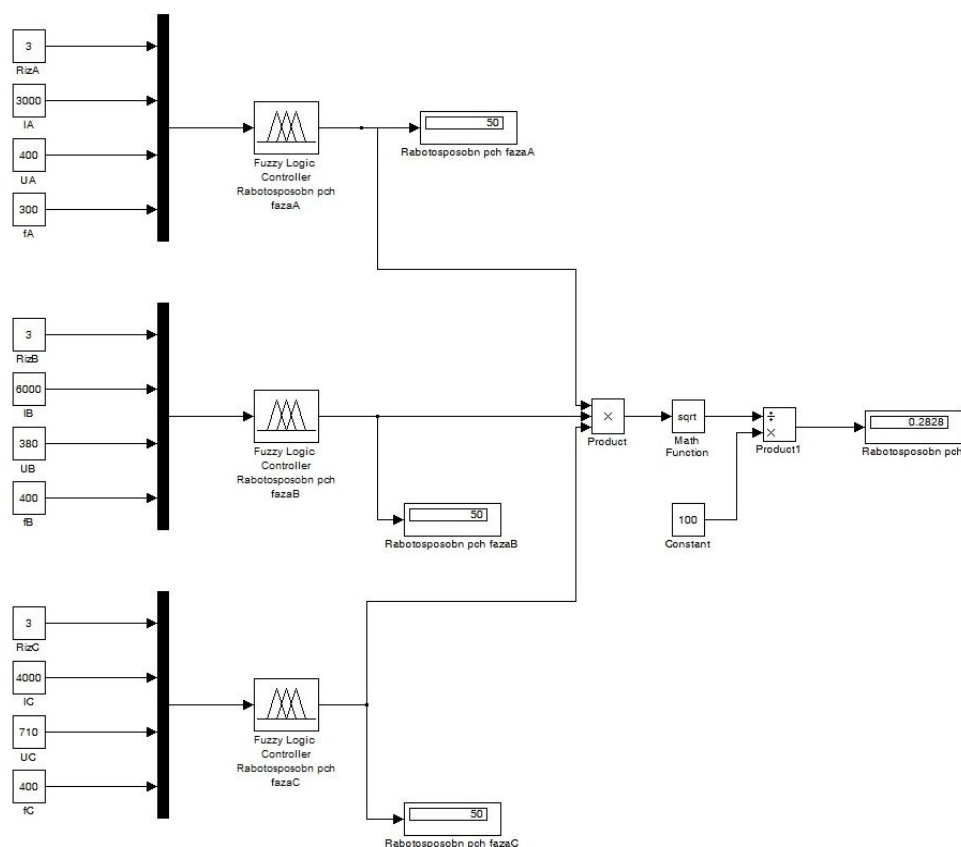


Рис. 5 - Вычисление степени работоспособности преобразователя частоты в Matlab Simulink

В качестве объекта принимается преобразователь частоты в условиях эксплуатации, для которого определено понятие состояния как совокупности некоторых параметров в данный момент времени. Входными переменными Y_1, Y_2, \dots, Y_N , где N – число диагностируемых параметров, являются значения, полученные с датчиков системы мониторинга. Значения параметров подаются на нечёткие контроллеры, вычисляются работоспособности отдельно по каждой фазе, затем определяется общая степень работоспособности преобразователя частоты как среднее геометрическое степеней работоспособностей по каждой фазе. На выходе системы мы будем иметь конкретное значение степени работоспособности в режиме реального времени.

Впервые предложен комплексный подход к определению степени работоспособности преобразователей частоты судовых электроэнергетических установок на основе искусственных нейронных сетей. Разработана структурная схема для определения работоспособности преобразователя частоты. Разработана нейро-нечеткая модель в Matlab Simulink для вычисления степени работоспособности преобразователей частоты судовых электроэнергетических установок. Полученные результаты могут быть применены в экспертных системах прогнозирования технического состояния судовых электроэнергетических установок.

Библиографический список

1. **Калявин В.П.**, Надежность и диагностика элементов электроустановок / В.П. Калявин., Л.М. Рыбаков СПб.: Элмор, 2009. –336 с.
2. **Назарычев, А. Н.** Основные принципы системы технического обслуживания и ремонта электрооборудования по техническому состоянию // Надежность либерализованных систем энергетики / под ред. Н. И. Воропая, А. Д. Тевяшева. - Новосибирск: Наука, 2004. - С. 173-189.
3. **Серебряков, А.В.** Интеллектуальные ветроэнергетические установки для автономных систем электроснабжения/А.В. Серебряков, О.В. Крюков. - Нижний Новгород: Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева, 2014. -120 с.
4. **Серебряков, А.В.** Нечеткие модели и алгоритмы управления ветроэнергетическими установками/А.В. Серебряков, О.В. Крюков, А.Б. Васенин // Управление в технических, эргатических, организационных и сетевых системах: сб. научн. тр. - 2012. -С. 467-469
5. **Серебряков, А.В.** Оптимизация диагностирования электромеханической части ветроэнергетических установок//Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. - 2013. - № 3. - С.39-46.
6. **Стеклов, А.С.** Нейро-нечеткая модель диагностирования технического состояния синхронного генератора /А.С. Стеклов, Д.С. Подковырин // Главный энергетик. 2015. № 11-12. С. 55–60.
7. **Стеклов А.С.**, Определение степени работоспособности судовых синхронных генераторов с применением искусственных нейро-нечетких сетей / А.С. Стеклов, В.Г. Титов, А.В. Серебряков // Вестник Чувашского университета. 2016. № 1. С. 97-104.
8. **Штовба, С.Д.** Проектирование нечетких систем средствами MATLAB/ С.Д. Штовба.– М.: Телеком 2007. С. 288.

УДК 621.372

А.А. БАШЕВ, А.А. БАШЕВ-мл.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ АСПЕКТ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Нижегородский государственный технический университет им.Р.Е.Алексеева

Рассмотрена концепция квазимощности и базирующаяся на ней теорема Телледжена, объединяющая в единое целое десятки теорем теории цепей, для решения задач анализа, синтеза и идентификации электрических цепей. Дана трактовка теоремы Телледжена для дуальных цепей.

The concept of quasipower and Telledzhen's theorem which is based on her uniting tens of theorems of the theory of chains in a whole for the solution of tasks of the analysis, synthesis and identification of electric chains is considered. The treatment of the theorem of Telledzhen for dual chains is given.

Ключевые слова: мгновенная мощность, квазимощность, теорема Телледжена.

Key words: instantaneous power, quasipower, a Tellegens theorem.

В сложных электрических цепях напряжения ветвей и токи в них связаны друг с другом уравнениями составленными по законам Кирхгофа. Однако для сколь угодно сложной цепи с любым количеством ветвей можно составить лишь одно уравнение, которое связывает все напряжения и токи ветвей. Это уравнение выражает закон сохранения энергии для всех ветвей цепи. Согласно этому закону сумма мгновенных мощностей для всех ветвей цепи равна нулю:

$$\sum_k u_k(t) i_k(t) = 0 \quad (1),$$

где $u_k(t)$, $i_k(t)$ – соответственно напряжения и токи ветвей, причем для токов ветвей выполняется первый закон Кирхгофа, а для напряжений выполняется второй закон Кирхгофа. Такая трактовка закона сохранения энергии в теории называется теоремой Телледжена [1].

Докажем эту теорему для цепи, изображенной на рис. 1. Сумма произведений напряжений и токов каждой из ветвей:

$$\sum_k u_k i_k = (-u_{r1} + u_1) i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 + u_4 i_4 + u_5 i_5$$

Согласно второму закону Кирхгофа:

$$u_{r1} + u_1 = -u_2; u_3 = u_2 - u_4; u_4 = u_5.$$

Поэтому (1) можно переписать в формате

$$\begin{aligned} \sum_k u_k i_k &= -u_3 i_1 + u_2 i_2 + u_2 i_3 - u_4 i_3 + u_4 i_4 + u_4 i_5 = \\ &= u_2 (i_2 + i_3 - i_1) + u_4 (i_4 + i_5 - i_3) = 0, \end{aligned}$$

что и доказывает теорему.

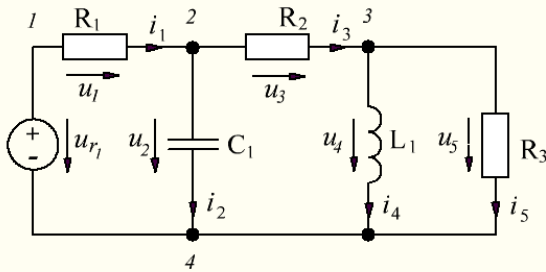


Рис.1

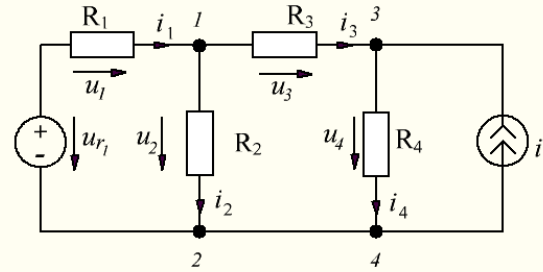


Рис. 2

Из теоремы Телледжена вытекает ряд следствий, важнейшим из которых является баланс мощностей. Действительно, если в (1) выделить ветви с независимыми источниками, то баланс мощностей можно сформулировать следующим образом: алгебраическая сумма мгновенных мощностей, отдаваемых независимыми источниками, равняется алгебраической сумме мгновенных мощностей, потребляемых остальными ветвями электрической цепи. В качестве примера составим баланс мощностей для цепи рис.2.

$$\begin{aligned} p_{\text{ист}} &= u_{r1} i_1 + u_{34} i \\ p_{\text{потр}} &= u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3 + u_4 i_4 = R_1 i_1^2 + R_2 i_2^2 + R_3 i_3^2 + R_4 i_4^2, \\ \text{т.е. } p_{\text{ист}} &= p_{\text{потр}}. \end{aligned}$$

Теорема Телледжена имеет еще одно удивительное следствие. Например, пусть имеются две произвольные цепи с одинаковой топологией. Цепи могут быть линейные и нелинейные и изменяющиеся во времени и включать как независимые, так и зависимые источники. И пусть u_k и i_k – напряжения и токи первой цепи, а u_k^l и i_k^l – соответственно напряжения и токи во второй цепи.

Для тех и других напряжений и токов гарантирует, что

$$\sum_k u_k i_k = \sum_k u_k^l i_k^l, \quad (2)$$

$$\sum_k u_k i_k^l = \sum_k u_k^l i_k. \quad (3)$$

Уравнение (2) является выражением закона сохранения энергии и называется теоремой действительной мощности, а уравнение (3) не имеет подобной интерпретации так как включает в себя напряжения одной цепи, а токи – другой. Это теорема квазимощности является формой первоначально данной Телледженом [1] и известной с тех пор под его именем. Эта теорема используется для вывода многих теорем теории цепей [2].

Обобщение (2) может быть выполнено для цепей в двух состояниях. Под разными состояниями имеются в виду напряжения и токи соответствующие разным условиям питания, разным по составу элементам или разным их величинам или же разным начальным условиям, но при одной и той же топологии. Под двумя состояниями цепи могут подразумеваться действующие состояния двух разных цепей, которые имеют одинаковую топологию. Законы Кирхгофа применимы к каждому состоянию. Таким образом, теорема Телледжена рассматривает токи и напряжения, которые не обязательно существуют в цепи, по крайней мере в одно и то же время. Теорема квазимощности (3) примечательна тем, что оба состояния цепи не должны быть обязательно связаны друг с другом. Рассмотрим для примера цепи на рис.1.

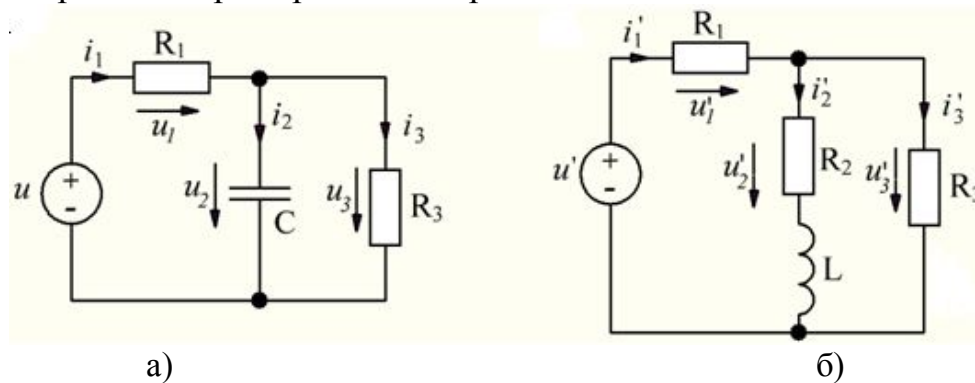


Рис.3

Переходные токи в этих цепях:

$$\begin{aligned} \text{а) } i_1 &= 0,24 - 0,12e^{-800t} \text{ A}, \quad i_2 = 0,24e^{-800t} \text{ A}, \quad i_3 = 0,24 - 0,12e^{-800t} \text{ A}, \\ u_1 &= 60 \text{ B}, \quad u_2 = 60 \text{ B}, \quad u_3 = 60 \text{ B}. \\ u &= 120 \text{ B}, \quad R_1 = R_3 = 250 \text{ Ом}, \quad C = 10 \text{ мкФ}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{б) } i_1^l &= 1 - 0,25e^{-1500t} \text{ A}, \quad i_2^l = 0,5 - 0,5e^{-1500t} \text{ A}, \quad i_3^l = 0,5 + 0,25e^{-1500t} \text{ A}, \\ u_1^l &= 100 \text{ B}, \quad u_2^l = 50 \text{ B}, \quad u_3^l = 50 \text{ B}. \\ u^l &= 150 \text{ B}, \quad R_1 = R_2 = R_3 = 100 \text{ Ом}, \quad L=0,1 \text{ Гн}. \end{aligned}$$

Для каждой из этих схем в отдельности выполняются соотношения (2), а также выполняются соотношения (3).

Можно установить интересные соотношения между напряжениями и токами дуальных цепей. Рассмотрим цепь, которая является дуальной к первоначальной цепи. Дадим входам и ветвям двух цепей индексы, согласующиеся с дуальностью. Тогда второй закон Кирхгофа для первоначальной цепи идентичен по форме с первым законом Кирхгофа для второй цепи и наоборот. Можно поэтому установить ряд зависимостей между токами и напряжениями двух цепей аналогичных теореме Телледжена:

$$\sum_k i_k i_k^d = \sum_k u_k u_k^d = 0, \quad (4),$$

где i_k^d и u_k^d – токи и напряжения соответствующих дуальных цепей.

Существует ограниченный класс самодуальных цепей, имеющих важное практическое значение. У таких цепей число независимых контурных токов равно числу независимых узловых потенциалов (число узлов минус единица). Например, мостовые схемы самодуальны. Дуальный граф самодуальной цепи имеет такую же структуру, что и основной граф. И тогда в добавок к соотношениям (4) добавится еще одна форма теоремы Телледжена:

$$\sum_k u_k i_k^d = \sum_k u_k^d i_k = 0. \quad (5)$$

Пример иллюстрации соотношений (4) и (5) для дуальных цепей показан на рис.4.

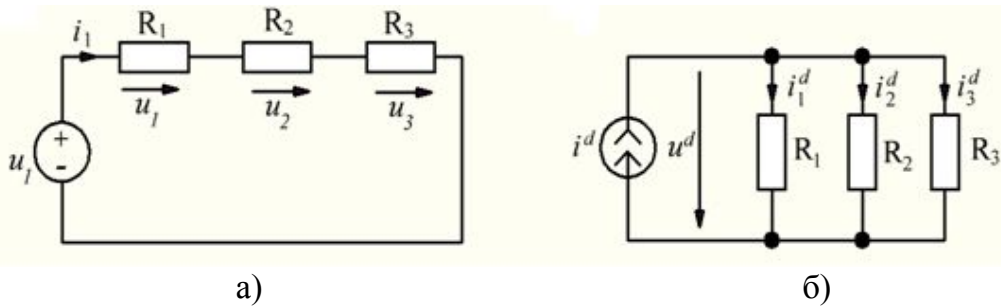


Рис. 4

а) $u_1 = 50 \text{ В}, u_2 = 40 \text{ В}, u_3 = 10 \text{ В}, i_{1,2,3} = 1 \text{ А}.$

Входное напряжение $u_1 = 100 \text{ В}, R_1 = 50 \text{ Ом}, R_2 = 40 \text{ Ом}, R_3 = 10 \text{ Ом}.$

б) $i_1^d = 13,78 \text{ А}, i_2^d = 17,22 \text{ А}, i_3^d = 68,9 \text{ А}, u_{1,2,3}^d = 689 \text{ В}.$
 $i^d = 100 \text{ А}, R_1 = 50 \text{ Ом}, R_2 = 40 \text{ Ом}, R_3 = 10 \text{ Ом}.$

Легко увидеть, что соотношения (4) и (5) выполняются.

Насколько известно авторам данной статьи, формы теоремы Телледжена (4) и (5) представляют определенный интерес применительно к задачам анализа, синтеза и идентификации как электрических цепей, так их элементов, и ждут своего дальнейшего развития в этих областях. А теоремы Телледжена формы (2) и квазимощности (3) применяются для получения и развития известных теорем теории цепей. В большинстве случаев доказательство с помощью теоремы Телледжена проще других, и практически во всех случаях она более ясно обрисовывает виды цепей, к которым применимы различные теоремы. В частности, можно легко показать из самих формулировок теорем Телледжена (2) и (3) вывод принципа взаимности и принципа наложения. А метод присоединенной схемы [4] дает дополнительные возможности вывода теорем, в частности, теоремы компенсации, исследования динамических режимов цепей, расчета чувствительности во временной и частотной областях и многое другое.

В последнее время наблюдается существенный рост публикаций по проблеме энергопреобразований в электрических цепях в связи с возникшими трудностями при их формализации на основе существующей теории с исполь-

зованием понятий полной мощности, мощности искажений и т.п. Но полная мощность определяется произведением действующих значений напряжения и тока, а эти составляющие, как известно, являются интегральными. Процесс интегрирования ведет к потере части информации о реальном протекании процесса. Таким образом, полная мощность в таком виде и другие составляющие с использованием ее не отражают реального протекания энергопроцессов во временной области. Все это не соответствует закону сохранения энергии.

Мгновенная же мощность определяется произведением временных значений напряжения и тока (1). И рассмотрение энергопроцессов в реальном времени дает существенные преимущества при решении поставленных ранее задач так как полностью сохраняется информация об исходных сигналах – напряжении и токе, которые формируют мгновенную мощность.

Теорема Телледжена по определению отражает суть закона сохранения в электрических цепях и, как следствие этого, по существу является отправной точкой при исследовании того или иного вопроса. Нарушение закона сохранения всегда свидетельствует о некорректности решения и по этой причине должна выполняться проверка результатов исследования на соответствие закону сохранения, что представляет собой прямое применение теоремы Телледжена. В цепях постоянного тока – это баланс мощности источника и мощности потребителя. В цепях синусоидального напряжения и тока – это баланс активной мощности и баланс реактивной мощности. В цепях несинусоидального тока необходимо введение новых показателей с использованием составляющих мгновенной мощности. В этом случае разложение мгновенных мощностей источника питания и элементов потребителя на разночастотные компоненты позволяет получить совокупность уравнений баланса на каждой из гармоник, что обеспечивает соответствие процессов закону сохранения во временной области. С помощью теоремы Телледжена можно обосновать и исследовать многие важные свойства линейных и нелинейных цепей. Например, с ее помощью можно исследовать возможность возникновения незатухающих колебаний в цепях с различными видами нелинейных элементов [3]. Приемлемость теоремы Телледжена в таких случаях предпочтительнее принимать в качестве аксиоматической предпосылки. В то же время практическая проверка результатов исследования на соответствие теореме не всегда является простой и очевидной задачей.

Библиографический список

1. Tellegen B.D.H. A general Network Theorem, with Application – «Phillips Res.Rept», August, 1952, v.7 p 259-269.
2. Зевеке, Г.В. Основы теории цепей/ Зевеке Г.В. [и др.] – М.; Энергия, 1975. – 752 с.
3. Пенфилд, П. Энергетическая теория электрических цепей/ Пенфилд П. [и др.] – М.; Энергия, 1974.-152 с.
4. Чуа, Л.О. Машинный анализ электронных схем/ Чуа Л.О. – М.; Энергия, 1980.-678с.

Секция 2. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД

УДК 621.314

А.Б. Дарьенков, А.И. Байков, Д.Б. Курицын, И.В. Ходыкина

РАЗРАБОТКА ИНТЕРФЕЙСА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ГИБРИДНОЙ ВЕТРОЭЛЕКТРОСТАНЦИИ НА ОСНОВЕ ДВС ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ

Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева

Представлены основные задачи исследования переходных режимов работы гибридной ветроэлектростанции. Приведены фрагменты разработанного интерфейса имитационной модели гибридной ветроэлектростанции, а также результаты моделирования.

The main tasks of the research in the field of transient modes of operation of the hybrid wind power plant have been presented. Hybrid wind power plant simulation model crafted interface fragments, and modeling results have been listed.

Ключевые слова: гибридная ветроэлектростанция, имитационная модель, переходные процессы, математическое моделирование, человеко-машинный интерфейс.

Keywords: hybrid wind power plant, simulation model, transient response, math modeling, human-machine interface.

В настоящее время активно ведётся разработка альтернативных источников энергии. Одним из перспективных направлений в этой области является ветроэнергетика. Основной задачей ветроэнергетики является преобразование энергии ветра в электрическую энергию посредством ветроэлектростанций (ВЭС). В связи с непостоянством ветров, все большее распространение получают гибридные ВЭС на базе двигателей внутреннего сгорания (ДВС). Существующие варианты реализации таких электростанций (рис. 1) имеют следующие недостатки:

- не в полной мере используются по мощности ресурсы ветроколеса при низких скоростях ветрового потока;
- частота вращения ДВС не регулируется при изменении мощности нагрузки, при этом топливо расходуется не оптимально [1].

Вышеперечисленные недостатки устранены в гибридной ВЭС на основе ДВС переменной частоты вращения, структура, которой представлена на рис. 2 [2].

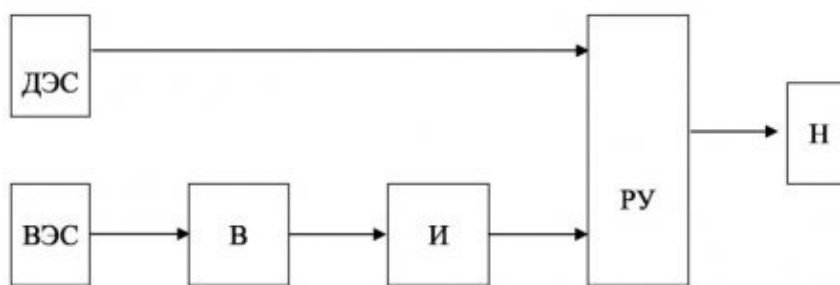


Рис. 1. Структурная схема ВЭС:

ДЭС – электростанция на основе ДВС; ВЭС – ветроэлектростанция; В – выпрямитель, И - автономный инвертор; РУ – распределительное устройство; Н – нагрузка

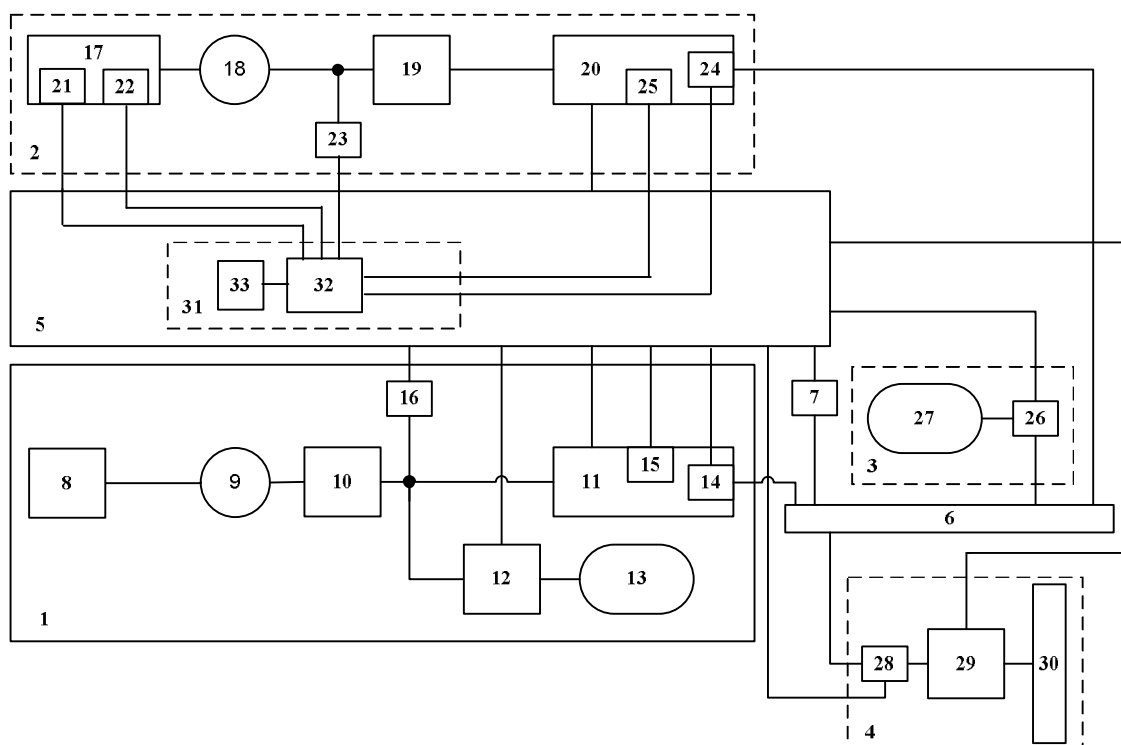


Рис. 2. Структурная схема гибридной ВЭС на основе ДВС переменной частоты вращения:

1 – канал преобразования энергии ветра в электрическую энергию; 2 - канал преобразования тепловой энергии ДВС в электрическую энергию; 3 - канал накопления энергии; 4 - выходной канал; 5 - система автоматического управления; 6 - шина стабилизированного постоянного напряжения; 7, 15, 16, 25 - датчики напряжения; 8 - ветряной двигатель; 9 - генератор переменного тока; 10 - выпрямитель; 11 - преобразователь напряжения стабилизирующего типа; 12 - блок отбора излишней мощности; 13 - альтернативный накопитель энергии; 14, 24, 26, 28 - датчики тока; 17 - ДВС; 18 - генератор переменного тока; 19 – выпрямитель; 20 - преобразователь напряжения стабилизирующего типа; 21 - регулятор скорости вращения; 22 - датчик расхода топлива; 23 - датчик частоты напряжения; 27 - накопитель энергии; 29 - инвертор напряжения; 30 - выходные выводы; 31 - задатчик экономичного режима работы ДВС; 32 - блок сопряжения и сбора данных; 33 - контроллера обучения и управления

Авторами разработана имитационная модель гибридной ВЭС на основе ДВС переменной частоты вращения в пакете прикладных программ MATLAB. Модель состоит из следующих основных модулей:

- канала преобразования энергии ветра;
- канала преобразования тепловой энергии ДВС;
- накопителя (аккумулятора) энергии;
- системы управления;
- выходного канала, включающего в свой состав шину постоянного тока и автономный инвертор напряжения;
- активно-индуктивной нагрузки.

По мнению авторов наиболее важным для исследований являются переходные процессы в различных режимах работы гибридной ВЭС на базе ДВС переменной частоты вращения [3]:

- работа канала преобразования энергии ветра на нагрузку (рис.3, а);
- работа канала преобразования тепловой энергии ДВС на нагрузку (рис.3, б);
- параллельная работа двух каналов на нагрузку (рис.3, в).

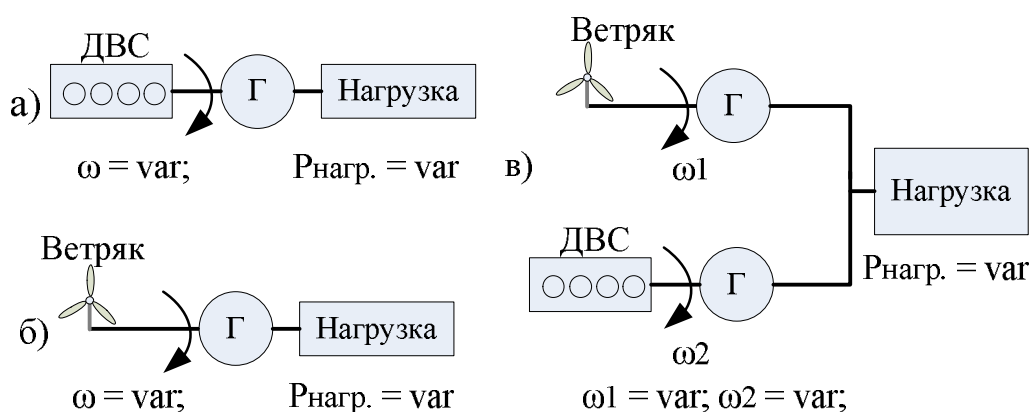


Рис. 3. Исследуемые режимы работы гибридной ВЭС на базе ДВС переменной частоты вращения

Исследование гибридной ВЭС с помощью имитационной модели осуществляется по следующему плану.

1. Исходный режим:
 - воспроизведение режима номинальной нагрузки;
 - наладка блока анализа.
2. «Сброс-наброс» нагрузки:
 - сброс активной нагрузки;
 - снижение уровня напряжения до номинального (путем регулирования тока возбуждения);
 - выдача сигнала обратной связи по напряжению (для бустерной схемы).

3. Изменение скорости ветра:

- воспроизведение режима номинальной нагрузки;
- уменьшение скорости ветра;
- получение режима с низким уровнем выпрямленного напряжения.

4. Параллельная работа генераторов ветрового и теплового каналов гибридной ВЭС:

- установление симметричной параллельной работы генераторов (путем регулирования тока возбуждения при отклонениях частоты ветрогенератора вверх и вниз).

5. Анализ гармонического состава тока и напряжения нагрузки на выходе инвертора напряжения, сравнение энергетических показателей вариантов инвертора напряжения:

- а) без фильтра;
- б) с пассивным LC – фильтром;
- в) с резонансным фильтром.

Для проведения серии виртуальных экспериментов по исследованию вышеуказанных режимов работы гибридных ВЭС различной мощности разработан человеко-машинный интерфейс, содержащий несколько рабочих окон:

- «выбор оборудования ВЭС»;
- «выбора параметров оборудования»;
- «задание мощности нагрузки»;
- «выбор узлов исследования» и др.

Фрагменты созданного интерфейса имитационной модели исследования гибридной ВЭС приведены на рис. 4.

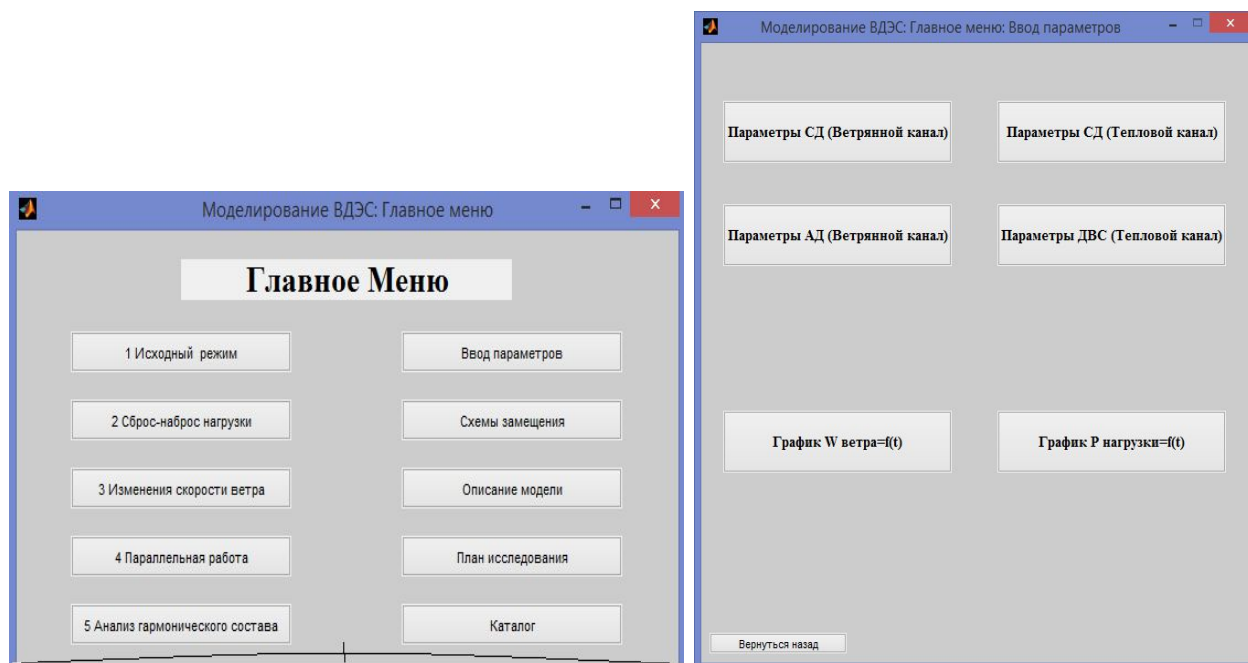


Рис. 4. Фрагменты интерфейса имитационной модели исследования гибридной ВЭС

Разработанный математический комплекс позволяет получать характеристики на входе и выходе узлов системы в различных режимах работы.

Примеры временных зависимостей, полученные с помощью имитационной модели, приведены на рис. 5 и 6.

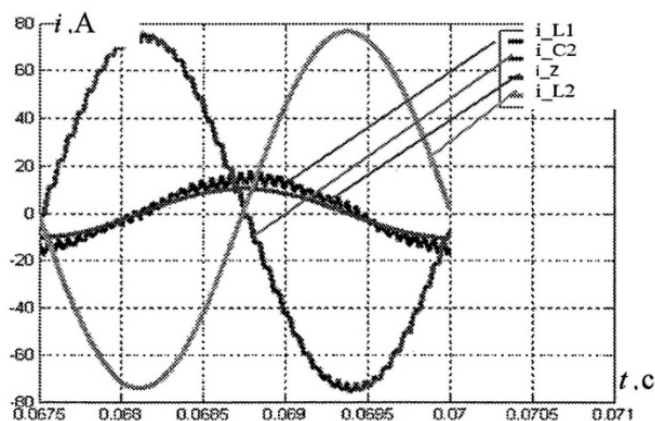


Рис. 5. Диаграммы токов инвертора напряжения, ёмкости и индуктивности параллельной части резонансного фильтра, тока нагрузки

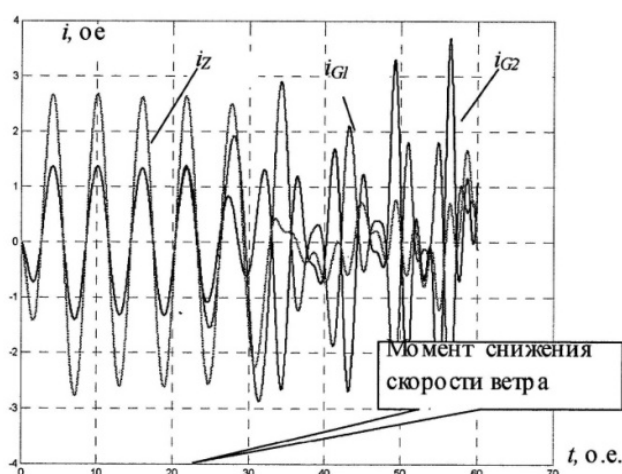


Рис. 6. Диаграммы токов статоров генераторов и общей цепи нагрузки при снижении крутящего момента ветрогенератора

Разработанный математический комплекс представляет собой удобный инструмент инженера и позволяет получать широкий спектр характеристик, необходимых для анализа эффективности технических решений при проектировании энергоэффективной гибридной ВЭС.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект №15-19-10026).

Библиографический список

1. Khvatov O.S., Dar'enkov A.B. Power plant based on a variable-speed diesel generator. Russian Electrical Engineering. – 2014, Volume 85, Issue 3, pp 145-149.
2. Патент РФ 158933, МПК H01Q9/28. Автономная ветро-дизель-электрическая установка/ А.Б Дарьенков, Е.Н. Соснина, заявл. 05.06.2015, опубл. 20.01.2016 г., бюл. № 2.
3. **Дарьенков, А.Б.** Исследование переходных режимов работы ВДЭС на основе ДВС переменной частоты вращения (постановка задачи) / А.Б. Дарьенков, Д.Б. Курицын, И.В. Ходыкина // Актуальные проблемы электроэнергетики. НГТУ. – Н. Новгород, 2015. С. 76-82.

УДК 621.314

С.А. Гузев, А.Б. Дарьенков, С.М. Дмитриев, И.Н. Филатов,

**ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА ТИПА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО
ГЕНЕРАТОРА ДЛЯ АВТОНОМНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ
ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ**

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В статье проведен анализ применения электрических генераторов различных типов в составе автономной электростанции переменной частоты вращения. Приводится обоснование выбора многообмоточного синхронного генератора.

The article presents the analyze of the different types electric generators application composed of an autonomous variable speed power station. The multiwinding synchronous generator selection substantiation is given.

Ключевые слова: Автономная электростанция, двигатель внутреннего сгорания, многообмоточный синхронный генератор.

Keywords: Autonomous power station, internal combustion engine, multiwinding synchronous generator.

подавляющее большинство дизель-генераторных установок (ДГУ) работают с постоянной (номинальной) частотой вращения вала двигателя внутреннего сгорания (ДВС) во всем диапазоне изменения мощности нагрузки. Однако работа ДВС при таких условиях характеризуется неоптимальным расходом топлива [1].

Автономная электростанция переменной частоты вращения (рис. 1), позволяет обеспечить снижение расхода топлива на 20-30% [2]. Расход топлива данной системы можно снизить еще, если исключить трансформатор δ . При этом также снизятся и массо-габаритные показатели электростанции. Исключение трансформатора δ из схемы требует замены генератора 2 на генератор, который при изменении частоты вращения будет обеспечивать стабильную амплитуду выходного напряжения.

Стандартный синхронный генератор в этом случае не подойдет, поскольку на его выходе напряжение поддерживается на номинальном уровне только при условии постоянства частоты вращения вала. С уменьшением частоты вращения выходное напряжение будет уменьшаться.

На сегодняшний день существует множество различных типов электрических машин, которые обладают теми или иными достоинствами и недостатками.

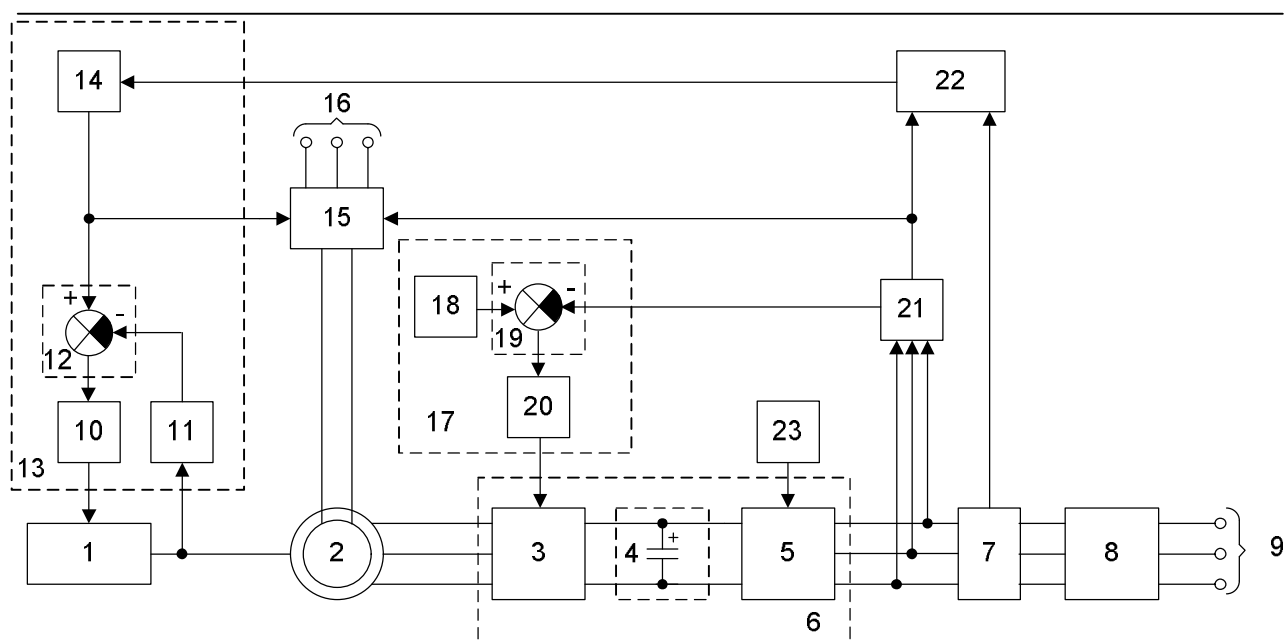


Рис. 1. Функциональная схема автономной электростанции переменной частоты вращения:

1 – ДВС; 2 – синхронный генератор (СГ); 3 – управляемый выпрямитель; 4 – конденсаторная батарея; 5 – инвертор напряжения; 6 – ПЧ; 7 – датчик тока; 8 – повышающий трансформатор; 9 – выходные выводы; 10 – регулятор частоты вращения вала дизеля; 11 – датчик частоты вращения вала дизеля; 12, 19 – сумматоры; 13 – блок формирования оптимальной частоты вращения вала дизеля; 14 – блок задания экономической частоты вращения вала дизеля; 15 – блок возбуждения СГ; 16 – выводы подключения питания блока возбуждения СГ; 17 – блок стабилизации напряжения; 18 – задатчик напряжения; 20 – регулятор напряжения; 21 – датчик напряжения; 22 – блок вычисления мощности нагрузки; 23 – задатчик частоты выходного напряжения

Асинхронный генератор (рис. 2) позволяет ступенчато поддерживать уровень напряжения путем переключения числа полюсов обмотки статора [3]. Недостатками асинхронных генераторов являются: потребление реактивной мощности; амплитуда и частота напряжения зависят не только от частоты вращения, но и от параметров генератора; вероятность возникновения значительных добавочных знакопеременных моментов при большом количестве полюсов обмотки статора.

Индукторные машины, поток возбуждения которых создается за счет обмотки возбуждения (рис. 3, а) или постоянного магнита, с размещением на статоре или на роторе (рис. 3, б). Левый и правый пакеты ротора последнего повернуты относительно друг друга на половину зубцового деления [4]. Такие генераторы отличаются очень высокой прочностью ротора. Однако без изменения конструкции статора и ротора поддерживать стабильное напряжение при уменьшении частоты вращения приводного двигателя не представляется возможным.

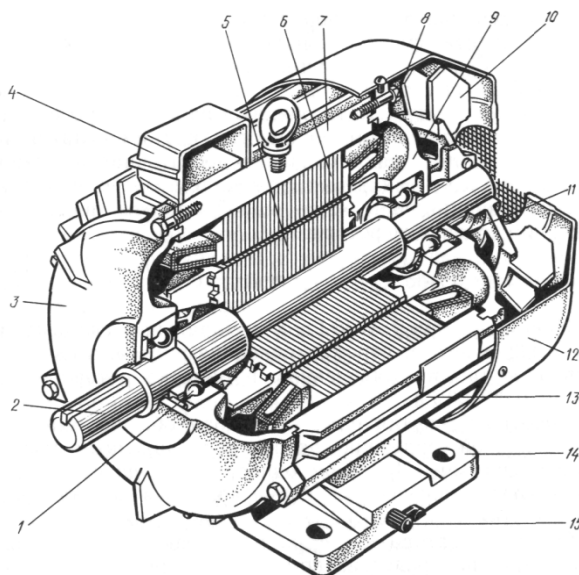


Рис. 2. Трехфазный асинхронный генератор:

1, 11 – подшипники; 2 – вал; 3, 9 – подшипниковые щиты; 4 – коробка выводов; 5 – сердечник ротора с короткозамкнутой обмоткой; 6 – сердечник статора с обмоткой; 7 – корпус; 8 – обмотка статора; 10 – вентилятор; 12 – кожух вентилятора; 13 – наружная оребренная поверхность корпуса; 14 – лапы; 15 – болт заземления

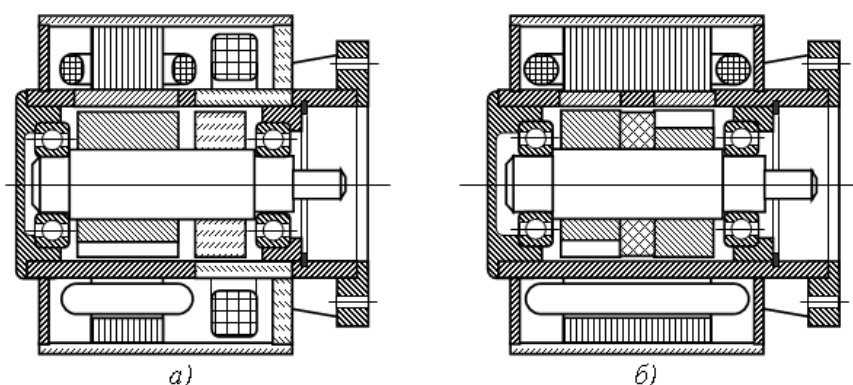


Рис. 3. Индукторная машина с электромагнитным возбуждением:
со стороны статора (а) и с магнитоэлектрическим возбуждением со стороны ротора (б)

Гистерезисные машины (рис. 4), на роторе которых установлены постоянные магниты с узкой петлей гистерезиса (4), имеют свойство изменять число пар полюсов ротора воздействием ударного тока якоря [5, 6]. Если обмотка якоря позволяет создавать поля с разными числами полюсов, например посредством пересоединения части катушечных групп [5], то осуществляя переключение полюсов и воздействуя ударным током, можно «подстраивать» синхронную частоту вращения ротора с изменением частоты вращения вала ДВС. При этом с падением числа оборотов приводного двигателя следует пересоединять катушечные группы обмотки на большее число полюсов. Однако присутствие значительного числа

переключаемых соединений является серьезным недостатком полюсно-переключаемых обмоток, поскольку существенно усложняет и удорожает конструкцию обмотки и делает ее менее надежной. Кроме того, низкие энергетические характеристики постоянных магнитов с узкой петлей гистерезиса также являются недостатком гистерезисных машин.

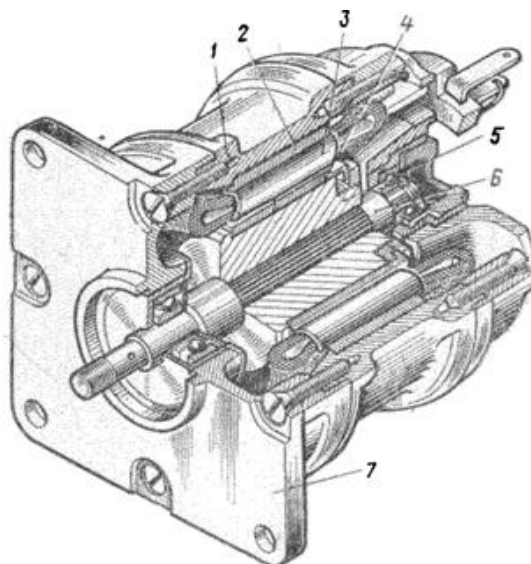


Рис. 4. Гистерезисная машина:

1 – корпус; 2 – сердечник статора; 3 – обмотка статора; 4 – кольцо из магнитотвердого материала (постоянный магнит); 5 – вал ротора; 6 – втулка

Реактивные машины имеют ротор (1) (рис. 5), снабженный магнито-электрическим пакетом, который состоит из установленного на валу (2) фланцев (3) и (4) с когтеобразными полюсными выступами (5) и (6) и кольцеобразного постоянного магнита (7) между ними [7]. Катушки обмоток якоря соединены в трехфазную звезду (рис. 6). Для самовозбуждения реактивной машины в автономной сети необходим источник реактивной мощности, например, конденсаторы (рис. 6).

За счет изменения емкости конденсаторов напряжение автономной сети можно стабилизировать на любой частоте вращения вала ДВС без изменения числа полюсов обмотки и магнитной системы ротора, что является очевидным преимуществом данного генератора. Максимум отдаваемой мощности будет наблюдаться на частоте, при которой индуктивное сопротивление фаз обмотки генератора и нагрузки будет уравновешено емкостным сопротивлением подключенных конденсаторов, т.е. при резонансе напряжений. Однако зависимость амплитуды и частоты резонанса от параметров нагрузки заметно усложняет регулирование. Поэтому использование емкостной стабилизации напряжения реактивного генератора при подключении потребителей с заранее неизвестными характеристиками нельзя признать удачным решением.

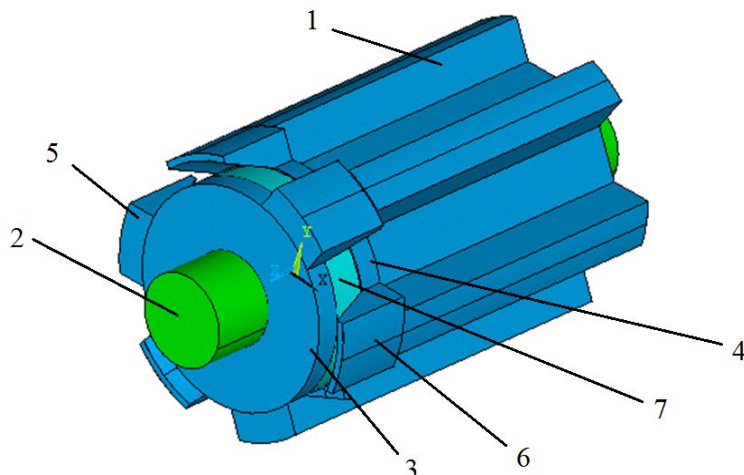


Рис. 5. Ротор реактивного генератора:

1 – ротор; 2 – вал ротора; 3, 4 – фланцы;
5, 6 – когтеобразные полюсные выступы; 7 – постоянный магнит

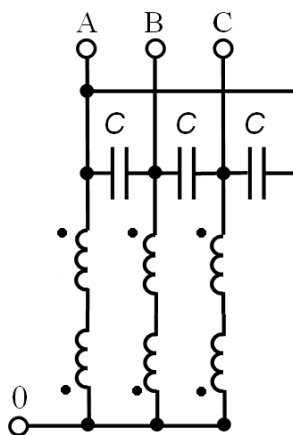


Рис. 6. Схема соединения катушек обмотки якоря

Генераторы с активным ротором являются прямым аналогом «классического» синхронного явнополюсного или неявнополюсного синхронного генератора. Вместо обмотки возбуждения на роторе генератора установлены постоянные магниты. Они образуют по окружности ротора полюса чередующейся полярности так же, как и в машине с электромагнитным возбуждением со стороны ротора (рис. 7). Такие генераторы обладают высокой удельной мощностью, однако поддерживать напряжение на заданном уровне при изменении частоты вращения ротора довольно сложно [8, 9].

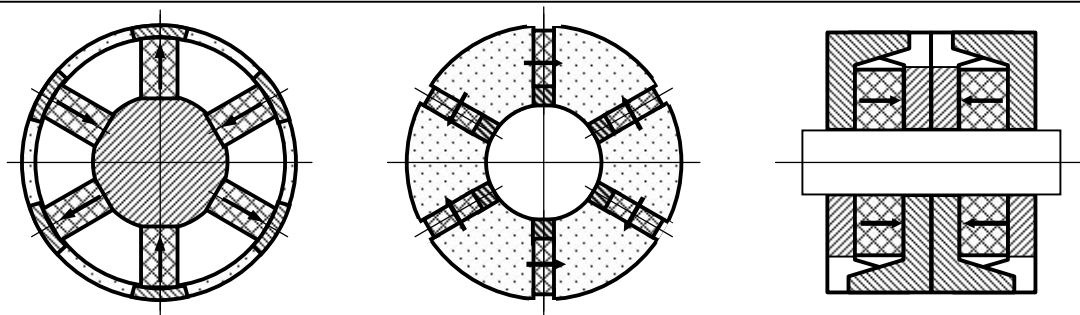


Рис. 7. Схемы конструкции активного ротора с постоянными магнитами

Наиболее простой метод стабилизации напряжения – ступенчатое (в 3–5 ступеней) изменение числа витков обмоток статора синхронного генератора с электромагнитным возбуждением (путем переключения обмоток статора) в сочетании с регулированием потока возбуждения машины. Конечно, частота выходного напряжения будет прямо пропорционально меняться при изменении частоты вращения ротора, но при использовании преобразователя частоты можно получить на выходе системы напряжение заданной частоты.

Авторами разрабатывается экспериментальная установка, в которой дизель-генератор имитируется асинхронным частотно-регулируемым электроприводом. В качестве электрического генератора применен однофазный многообмоточный синхронный генератор, изготовленный по спецзаказу. Коммутация обмоток статора производится с помощью твердотельных реле.

Экспериментальная установка позволит оценить эффективность применения многообмоточного синхронного генератора в автономной электростанции переменной частоты вращения, а также провести исследования динамических режимов работы.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект №15-19-10026).

Библиографический список

1. **Алешков, О.А.** Повышение топливной экономичности первичного дизеля в составе многофункционального энерготехнологического комплекса оптимизацией скоростного режима: автореферат дисс. ... канд. техн. наук 05.04.02. АлтГТУ / О.А. Алешков. – Барнаул, 2009. – 16 с.
2. **Поляков, И.С.** Дизель-генераторная установка переменной частоты вращения: дисс. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / И.С. Поляков, ВГАВТ. – Н. Новгород, 2013. – 155л.
3. **Копылов, И.П.** Электрические машины: учебник для вузов / И.П. Копылов. – М.: Высшая школа, 2006. – 607 с.
4. **Иванов-Смоленский, А.В.** Электрические машины: учебник для вузов / А.В. Иванов-Смоленский. – М.: Энергия, 1980. – 928с.

5. **Жерве, Г.К.** Обмотки электрических машин / Г.К. Жерве. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 400с.

6. **Юферов, Ф.М.** Электрические машины автоматических устройств: учебник для студентов вузов / Ф.М. Юферов. – М: Высшая школа. – 479с.

7. Патент РФ 2412519 МПК H02K19/24. Реактивная машина / А.Ю. Смирнов, В.М. Крюков, Р.П. Темнов; заявл. 25.01.10, опубл. 20.02.2011, Бюл. №5.

8. **Смирнов, А.Ю.** Вопросы классификации бесконтактных синхронных машин. // А.Ю. Смирнов. – Электротехника, 2012. – №2. – С. 6-11.

9. **Смирнов, А.Ю.** Магнитоэлектрические машины с преобразованием энергии на высшей гармонике поля якоря и их анализ // А.Ю. Смирнов. – Электричество, 2014. – №9. – С. 60-65.

УДК 621.311

Б.А.Гордеев^{1,2}, С.Н. Охулков^{1,2}, Е.А. Ершова²**ФИЗИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МАГНИТОРЕОЛОГИЧЕСКИХ
ТРАНСФОРМАТОРОВ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВОК**¹ФГБУН «Институт проблем машиностроения Российской академии наук»,²Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Повышение мощностей силовых энергетических установок электромеханических комплексов приводит к возрастанию уровней и расширению вибрационного спектра колебаний действующих на конструкцию, что обуславливает необходимость совершенствования виброзащитных средств и внедрения новых технических решений без снижения жесткости опор в заданной частотной области. В статье рассмотрены основы действия магнито-реологического трансформатора гидроопор и предпосылки управления магнито-реологическими жидкостями внешними электромагнитными полями.

Increase of capacities of power power stations of electromechanical complexes leads to increase of levels and expansion of a vibration range of the fluctuations operating on a design that causes need of improvement of vibroprotective equipment and introduction of new technical solutions without decrease in rigidity of support in the set frequency area. In article basics of operation of the magnetorheological transformer of hydrosupport and the prerequisite of management of magnetorheological liquids of external electromagnetic fields are covered.

Ключевые слова: магнито-реологический трансформатор, гидроопора, дроссельные каналы, ферромагнитные сердечники, электромагнитное поле, магнито-реологическая жидкость, система автоматической регулировки.

Keywords: magnetorheological transformer, hydrosupport, throttle channels, ferromagnetic cores, electromagnetic field, magnetorheological liquid, system of automatic adjustment.

Основным аспектом проектирования виброзащитных систем для мобильных электромеханических комплексов и энергетических установок является согласование частотных характеристик системы активной виброзащиты и источников вибраций, что позволяет избегать нежелательных резонансных колебаний. Этому требованию в полной мере удовлетворяют гидравлические виброопоры (гидроопоры) нового поколения с магнито-реологическими трансформаторами (МРТ), объединяющие в себе упругий резиновый элемент и магнито-гидравлический гаситель колебаний. Основой активных систем виброгашения - нового поколения гидроопор МРТ являются рабочие магнито-реологические жидкости (МРЖ). Движением МРЖ в дроссельных каналах гидроопор можно управлять с помощью внутренних и внешних электромагнитных полей [1, 3, 6].

На рис. 1 представлена конструкция гидроопоры с МРТ, с электромагнитной системой возбуждающих электромагнитов (ВЭ) [2, 4].

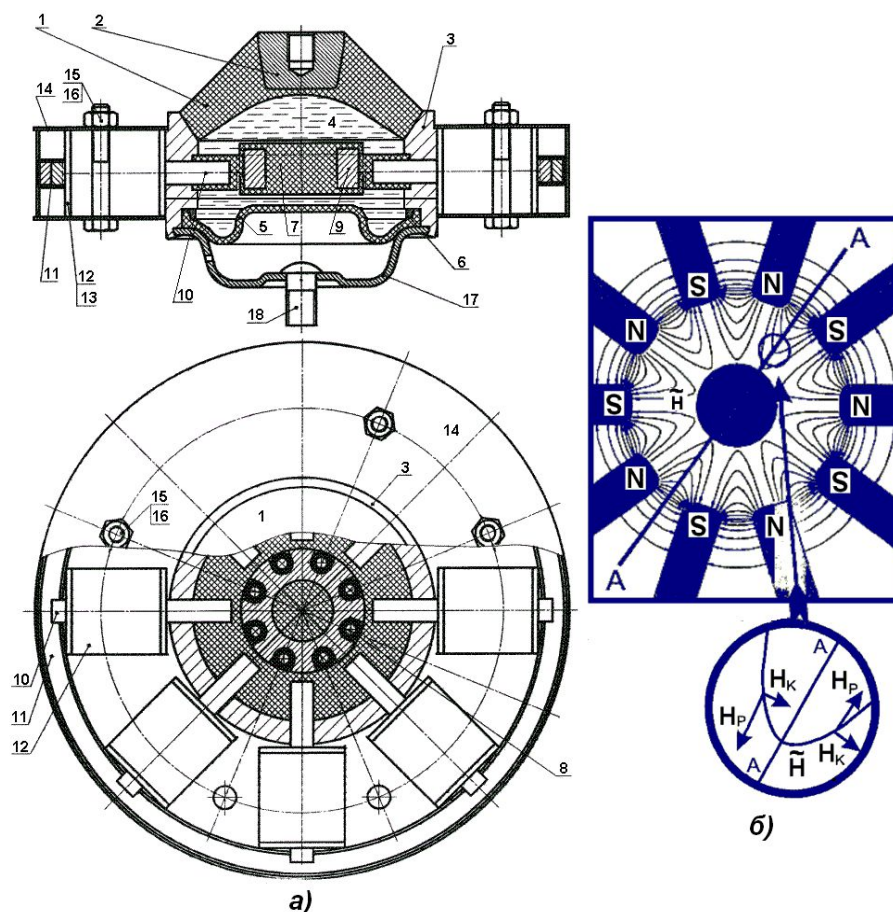


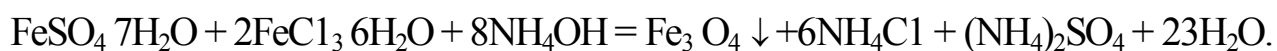
Рис. 1. Гидроопора с МРТ с электромагнитной системой возбуждающих электромагнитов:

а) 1 – эластичная обечайка; 2 – опорная плата; 3 – общий корпус; 4 – рабочая и компенсационная камеры; 5 – мембрана; 6 – поддон; 7,8,9 – ферромагнитная перегородка; 8 – дроссельные каналы; 10 – ферромагнитные сердечники; 11 – внешнее ферромагнитное ярмо; 12, 13 – возбуждающие электромагниты; 14 – защитные фланцы электромагнитной системы; *б)* места размещения дроссельных каналов

Гидроопора с МРТ (рис. 1, *а*) содержит герметично закрытые рабочую и компенсационную камеры 4. Камеры 4 ограничены общим корпусом 3 с закрепленной в нем разделительной ферромагнитной перегородкой 7, 8, 9 с диамагнитными тангенциальными дроссельными каналами малого внутреннего диаметра δ , порядка 1,5-2,0 мм, расположенных в её поверхностном слое по её образующей между полюсами ВЭ 12. Диамагнитные дроссельные каналы 8 соединяют рабочую и компенсационную камеры 4. Рабочая камера ограничена опорной платой 2 и эластичной обечайкой поршневого действия 1, а компенсационная – мембраной 5. Металлическая перегородка 9 выполнена в виде кольца из ферромагнитного

материала с высокой магнитной проницаемостью, с отверстиями для встраиваемых диамагнитных дроссельных каналов δ и является частью магнитопровода кольцевой электромагнитной системы. Кольцевая электромагнитная система МРТ состоит из набора ВЭ 12 с ферромагнитными сердечниками в виде цилиндрических стержней 10 с явно выраженными полюсами, внутренней ферромагнитной перегородки 9 и внешним ферромагнитным ярмом-кольцом 11. Здесь, у сердечников 10 ВЭ и перегородки 9 точка Кюри 767°C , что в 5 (пять) раз выше нагрева МРЖ (150°C). Считаем магнитную проницаемость μ_c сердечников 10 ВЭ перегородки 9 постоянной. Полюса ВЭ 12 расположены поочередно (см. рис. 1, б), т.е. чередуются между собой на полюса S и N . Катушки 13 ВЭ соединяются параллельно так, чтобы соседние полюса имели разную полярность и подключаются к источнику намагничивающего тока ВЭ.

Внутренние камеры гидропоры с МРТ 4 заполнены МРЖ, которая представляет устойчивый коллоидный раствор. Его получение обеспечивается двумя условиями: мелкими размерами частиц наполнителя (40-100 нм) и использованием специальных веществ - стабилизаторов. Так как частицы магнитного наполнителя могут сильно взаимодействовать между собой, адсорбционно-сольватный слой молекул стабилизатора на поверхности частиц препятствует их объединению и коагуляции. Получение магнитных частиц требуемого размера достигается путем осаждения солей двух- и трехвалентного железа в щелочной среде по методу Элмора [3, 6]



В результате реакции образуется магнетит - осадок черного цвета, обладающий магнитными свойствами. Возникающий в сердечниках 10 ВЭ МРТ магнитный поток действует в зоне разнополярных полюсов сердечников S и N на рабочую МРЖ (рис. 1, б), протекающую в тангенциальных индукционных дроссельных каналах δ , изменяя её вязкость пропорционально действующему вибрационному воздействию, и тем самым осуществляя жидкостное демпфирование в гидропоре с МРТ.

Так гидропора с МРТ (рис.1, а) с МРЖ содержит, например, восемь индукционных дроссельных каналов δ с МРЖ. Под воздействием электромагнитного поля осуществляется управление потоками МРЖ через эти дроссельные каналы δ , изменяя тем самым пропускную способность разделительной дроссельной ферромагнитной перегородки 7, 8, 9 [2, 4].

В конструкции гидропор с МРТ нет трущихся частей с фрикционным сухим контактом. Изменение объемов рабочих полостей с МРЖ происходит за счет изменения формы гидропоры при ее деформации. В качестве компонентов трения выступает конструкционное трение в эластичных обечайке и внутренней мембране и магнитогидравлическое вязкое

сопротивление рабочей жидкости в индукционных дроссельных каналах [1-5].

Гидроопоры с МРТ позволяют совместить частотные характеристики виброзащитной системы и возбудителей. В результате большая часть частот виброзащитной системы, состоящая из гидроопор с МРТ, находится в какой-либо из зон частотного спектра возбудителей.

Гидроопоры с МРТ включаются в замкнутую систему автоматической регулировки (САР) с микропроцессорной системой для цифрового управления МРТ с целью оптимального демпфирования вибрационных воздействий путём настройки МРТ на заданные резонансные частоты [2, 4, 5, 7].

Физическая модель активной виброзащиты с МРТ в контуре САР показана на рис.2. Так, гидроопора с МРТ, установленная на основании, содержит, наряду с обычно применяемыми пружиной и демпфером, инерционный трансформатор с приведенной массой $m_{um} = LA^2$ [1, 2, 5].

Демпфирование колебаний в гидроопоре с МРТ рис. 1, а и рис.2, происходит, в основном, во-первых, за счет деформации резиновой обечайки - поршня 1 (на рис. 2 - поршень 2), деформации подвижной мембраны 5 и во-вторых, за счет сил инерции колеблющейся рабочей МРЖ в жидкостных объемах 4 опоры, коммутации управляемых индукционных дроссельных каналов 8 в ферромагнитной перегородке 7 (на рис. 2 – коммутация цифровыми ключами 7). В результате приведенная масса $m_{um} = LA^2$ рабочей МРЖ в дроссельных каналах 8 превосходит свою реальную массу в рабочей и компенсационной камерах 4 гидроопоры [1, 2, 5].

Под действием неоднородного и ортогонального магнитного поля в дроссельных каналах 8 (рис. 1,б) можно достичь объемных пондеромоторных сил в МРЖ на несколько порядков, превышающих силу тяжести, и тем самым, увеличивая вязкость МРЖ в их дроссельных каналах [1, 4, 5].

Настройка на заданные частоты вибросигналов МРТ гидроопоры (рис.2) осуществляется посредством выделения полосовым усилителем 4 первой гармоники вибросигнала, детектирования амплитудным детектором 5 текущих экспериментальных значений демпфирующих амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) гидроопоры с МРТ, формирования напряжения возбуждения в блоке 9, включения - выключения ВЭ для управления потоками МРЖ в дроссельных каналах. Включение и выключение ВЭ достигается при помощи комбинаций u_1 “открыто – закрыто” цифровыми ключами 7, коммутирующими источники намагничивающего тока ВЭ 8 по заранее заданной программе, записанной в микропроцессорной системе 6, и задаваемой экспериментальными или расчётными демпфирующими АЧХ динамической жесткости гидроопоры [2, 5].

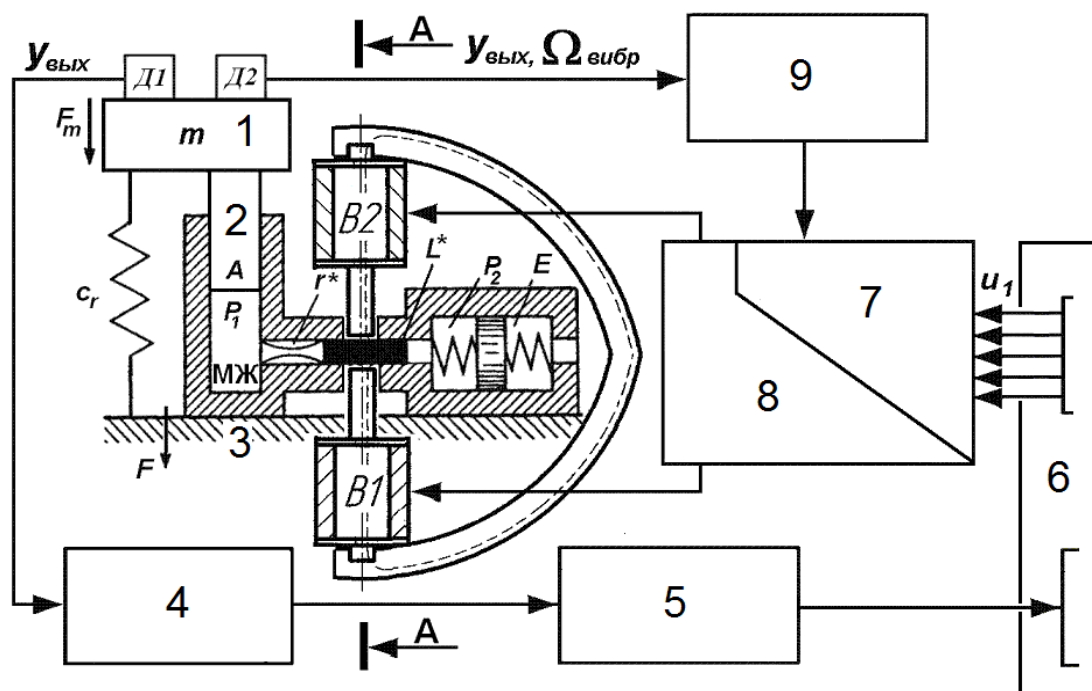


Рис. 2. Физическая модель активной виброзащиты с МРТ в контуре САР:

1 – нагрузка с массой m , кг; 2 – поршень - обечайка; 3 – основание; 4 – полосовой усилитель; 5 – амплитудный детектор; 6 – микропроцессорная система; 7 – цифровые ключи; 8 – источники намагничивающего тока; 9 – блок формирования напряжения возбуждения; $B1, B2$ – возбуждающие электромагниты; $D1, D2$ – акселерометры; c_r – жесткость упругой обечайки, Н/м; A – площадь поршневого действия обечайки, m^2 ; r^* и L^* – гидравлическое и инерционное сопротивления дроссельных каналов, Нс/м; E – емкость дополнительной камеры; P_1, P_2 – давления в рабочих камерах гидропоры; F_m, F – силы, действующие на гидропоры и на основание соответственно, Н

В результате изменяется динамическая жесткость перестраиваемого МРТ относительно статической жесткости без потери последней. Надлежащим выбором цифровых кодов коммутации ВЭ для МРТ гидропоры одного типоразмера производится настройка передаточных характеристик в требуемом частотном диапазоне вибросигналов [2, 5]. Установлено, что изменением геометрии дроссельных отверстий и их числа можно изменять положение переходной зоны в частотной области АЧХ [1].

САР гидропоры с МРТ должна работать в режиме самонастройки [7]. Построение оптимального регулятора связано с выявлением внутренних зависимостей параметров системы, параметров режима объекта регулирования и управляющих сигналов, выявления зависимости для определения оптимальных фазовых сдвигов между сигналами с датчика обратной связи и управляющими сигналами электромагнитной системы ВЭ МРТ гидропоры.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект №15-19-10026).

Библиографический список

1. **Гордеев, Б.А.** Системы виброзащиты с использованием инерционности и диссипации реологических сред. / Б.А. Гордеев, В.И. Ерофеев, А.В. Синев, О.О. Мугин. - М.: Физматлит, 2004. - 175 с.
2. **Охулков, С.Н.** Разработка метода расчёта и конструкции магнитореологических трансформаторов гидроопор: автореф. дис. канд. физ.-мат. наук. – Нижний Новгород, 2011. – 21 с.
3. **Гордеев, Б.А.** Течение и релаксация магнитореологической жидкости в дроссельных каналах гидроопор / Б.А. Гордеев, С.Н. Охулков, А.С. Плехов, Д.Ю. Титов, В.П. Горсков // Вестник машиностроения. – 2015. - №7. - С. 32-38.
4. **Гордеев, Б.А.** Физические основы и конструкция индукционного магнитореологического трансформатора гидроопор / Б.А. Гордеев, С.Н. Охулков, А.Н. Осмехин, В.П. Горсков // Прикладная механика и технология машиностроения. - 2011. – №2. – С. 52-68.
5. **Гордеев, Б.А.** Оптимальное управление магнитореологическими трансформаторами гидроопор в системах виброзащиты / Б.А. Гордеев, С.Н. Охулков, А.Н. Осмехин, В.П. Горсков // Прикладная механика и технология машиностроения. - 2011. - №2. – С. 31-42.
6. **Шульман, З.П.** Магнитореологический эффект / З.П. Шульман, В.И. Кордонский – Минск: Наука и техника, 1982. – 184 с.
7. **Первачев, С.В.** Радиоавтоматика: Учебник для вузов / С.В. Первачев. - М.: Радио и связь, 1982. - 296 с.

УДК 621.751

Г.И. Коробко, И.Г. Коробко, А.В. Бишлетов

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА ГЕНЕРАТОРНОГО АГРЕГАТА С ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТОЙ ВРАЩЕНИЯ

Волжский государственный университет водного транспорта
Нижегородский инженеринговый центр ООО «Электро Лэнд»

Экспериментальная установка генераторного агрегата выполнена на базе синхронного генератора и асинхронного электродвигателя, управляемого преобразователем частоты со звеном постоянного тока. Данная установка может работать либо автономно, либо параллельно с сетью, причем как с изменяемой, так и с постоянной частотой вращения генераторного агрегата. В различных режимах могут быть исследованы как новые элементы, так и установка в целом с целью определения ее параметров и характеристик.

The experimental plant of alternator unit is based on synchronous alternator and asynchronous motor, controlled by frequency converter with direct current unit. This plant can operate autonomus, or in parallel with network, and with constant or with variable speed of rotation of alternator unit. In different modes of operation it is possible to explore new elements and the plant in general to determine parameters and characteristics.

Ключевые слова: генераторный агрегат; экспериментальная установка; автономный режим; параллельный режим с сетью; изменяемая частота вращения; синхронизация с сетью; активная и реактивная мощность.

Keywords: alternator unit, experimental plant, autonomous mode; parallel mode with network; variable speed of rotation; synchronization with network; active and reactive power.

Разработка и внедрение новых систем при отсутствии изготовленных оригиналов позволяют применять физические модели, отражающие основные стороны процессов в оригиналах. С помощью физического моделирования можно оценить правильность или ошибочность предлагаемых идей, а также выполнить проверку и уточнение теории. Использование модели позволяет проводить исследования и расчеты, а также испытание и регулировку отдельных элементов систем. Определение количественных характеристик в сложных системах при помощи электродинамических моделей позволяет сократить время подготовки к натурным испытаниям. На такой модели проводятся десятки экспериментов, чтобы определить нужные режимы, а на оригинале провести минимальное количество опытов. Кроме того, определяется оценка экономической целесообразности технических решений, а также сокращаются затраты времени и расчетные средства.

Экспериментальная установка предназначена для натурального моделирования генераторного агрегата с переменной частотой вращения, в которой в качестве приводного двигателя используется асинхронный короткозамкнутый электродвигатель. Моделирование приводного двигателя генератора сводится к соблюдению граничных условий на валу генератора, то есть к воспроизведению статических и динамических механических характеристик момента в функции частоты вращения: $M_{\text{мех}}=f(\omega)$. Это означает, что на модели внутренние процессы, происходящие в двигателе, не воспроизводятся. Динамические процессы считаются воспроизведенными, если подобны характеристикам системы регулирования частоты вращения генераторного агрегата.

В качестве приводного двигателя используется электродвигатель переменного тока, у которого для воспроизведения механических характеристик оригинала (дизеля, газопоршневого двигателя) в цепь статора включается источник переменного напряжения. В качестве регулятора частоты вращения в системе управления может использоваться натуральный регулятор.

Функциональная схема экспериментальной установки показана на рис. 1. Питание установки осуществляется от сети трехфазного переменного тока напряжением 380 В частотой 50 Гц автоматическим выключателем $QF1$. Для регулирования частоты вращения асинхронного двигателя M , приводящего в работу синхронный генератор G , использован преобразователь частоты со звеном постоянного тока ПЧ1. Питание преобразователя частоты осуществляется через контактор $KM1$. Включение и отключение преобразователя осуществляется по сигналу «вкл/выкл», поступающему от щита управления генераторным агрегатом - ЩУГА.

Для воспроизведения механических характеристик асинхронного двигателя, подобных тепловому двигателю [1], в ПЧ используется частотное регулирование в соответствии с сигналом управления – U_y , сформированным в блоке управления – БУ. Для формирования этого сигнала на вход БУ поступают три сигнала:

U_α – пропорциональный углу поворота – α актуатора – А;

U_ω – пропорциональный частоте вращения генераторного агрегата;

P_M – пропорциональный активной мощности, поступающей на статор электродвигателя M , сформированный в блоке измерения – БИ1.

На общем валу агрегата, кроме электродвигателя и генератора – G , установлены тахогенератор – BR для оценки динамики и измерения частоты вращения агрегата, и зубчатое колесо – $ЗК$, которое вместе с элементом Холла составляет датчик импульсов – ДИ. Сигнал датчика, пропорциональный частоте вращения генераторного агрегата, поступает на вход цифрового регулятора частоты вращения – ЦРЧ, контролирующего фактическое отклонение частоты импульсов от заданной. Эта частота в регу-

ляторе определяется эталонным значением – $f_{\text{Э}}$ и оперативным воздействием на частоту по двум входам $f^>$ и $f^<$. Регулятор частоты вращения вырабатывает ток актуатора, пропорциональный разности заданной и фактической частоты вращения вала генераторного агрегата. Актуатор представляет собой поворотное устройство, состоящее из электромагнита и возвратной пружины. Чем больше ток в обмотке электромагнита, тем больше угол поворота выходного вала актуатора. Это будет соответствовать увеличению положения топливной рейки и, тем самым, количеству топлива, поступающего в двигатель внутреннего сгорания при увеличении его частоты вращения и момента.

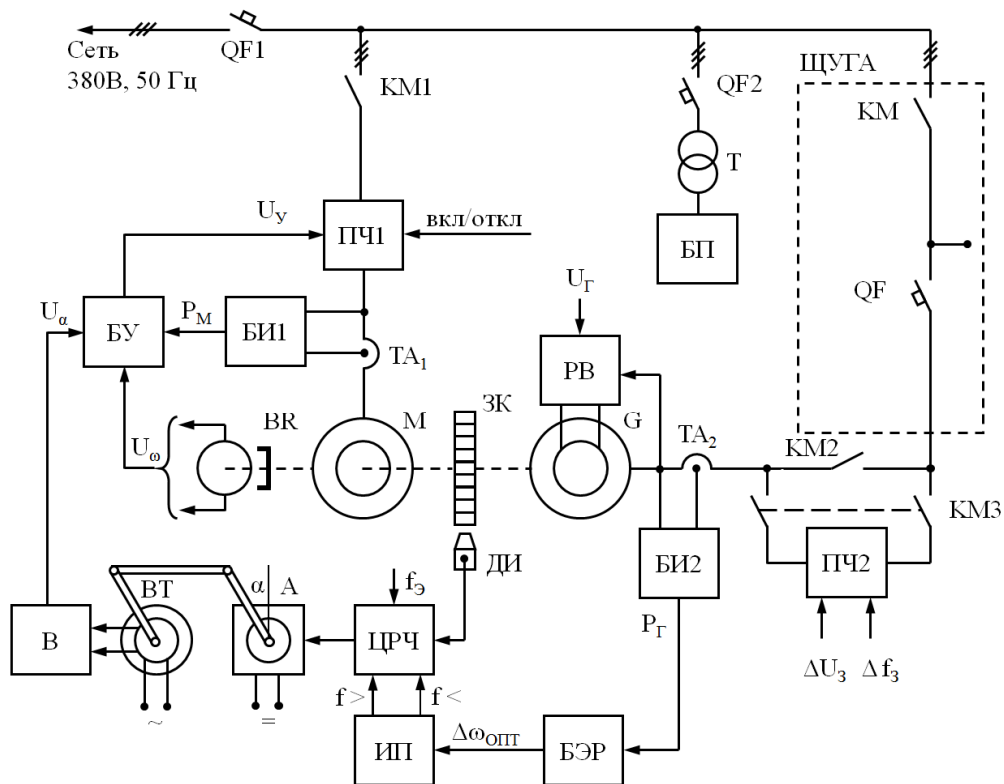


Рис. 1. Блок-схема экспериментальной установки

Для измерения угла поворота актуатора используется вращающийся трансформатор – ВТ, вал которого с помощью рычагов жестко соединен с валом актуатора. Статорная обмотка трансформатора питается переменным напряжением, а снимаемый с обмотки ротора сигнал переменного тока будет пропорционален углу поворота ротора. Выходной сигнал трансформатора выпрямляется выпрямителем – В и в дальнейшем сигнал U_{α} используется для управления преобразователем частоты.

При работе установки с изменяемой частотой вращения на входы регулятора ЦРЧ $f^>$ и $f^<$ через импульсный преобразователь – ИП подается сигнал с выхода блока экономичного режима – БЭР. Этот блок, получив на вход сигнал о активной мощности, отдаваемой генератором – $P_{\text{Г}}$, сфор-

мированный в блоке измерения – БИ2, вырабатывает оптимальный сигнал по отклонению частоты вращения генератора – $\Delta\omega_{\text{ОПТ}}$. Для его определения используется зависимость $\Delta\omega^*_{\text{ОПТ}}=1-\omega^*_{\text{ОПТ}}$, в которой значение $\omega^*_{\text{ОПТ}}$ является характеристикой экономичного режима дизеля. При уменьшении отдаваемой генератором мощности, как показано в [2], снижение частоты вращения дизеля сокращает абсолютный расход топлива.

Для поддержания постоянства напряжения на зажимах генератора служит регулятор возбуждения – РВ, на вход которого установлено задание номинального напряжения – $U_{\text{Г}}$. Величина частоты выходного напряжения генератора будет определяться частотой вращения агрегата, которая обычно изменяется в диапазоне от $0,75\omega_{\text{Н}}$ до $\omega_{\text{Н}}$ [3]. Составной частью генераторного агрегата с переменной частотой вращения является преобразователь частоты со звеном постоянного тока – ПЧ2. Его задачей является поддержание постоянства амплитуды и частоты выходного напряжения, соответствующих номинальным параметрам сети, которые заранее устанавливаются в памяти преобразователя. В процессе работы генераторного агрегата для коррекции выходного напряжения и частоты на управляющие входы ПЧ2 поданы сигналы управления по ΔU и Δf . С помощью контактора *КМ3* обеспечивается соединение преобразователя частоты к генератору и силовой цепи щита, состоящей из генераторного автомата *QF* и силового контактора - *КМ*, который подключен к сети.

Кроме режима работы генераторного агрегата с изменяемой частотой вращения, возможен переход на режим работы с постоянной частотой вращения, при этом контактор *КМ3* размыкается, отключая преобразователь частоты ПЧ2, а контактор *КМ2* замыкается. Для питания элементов системы управления в установке использован блок питания - БП, формирующий стабилизированное переменное и постоянное напряжение. Подключение БП к сети осуществляется через понижающий трансформатор *T* автоматическим выключателем *QF2*.

Функциональная схема щита управления показана на рис.2. Силовая часть щита управления содержит сетевой контактор – *КМ*, на который подано напряжение сети, и генераторный автомат – *QF*, к которому подключен генераторный агрегат экспериментальной установки. К общей точке *КМ* и *QF* подключается нагрузка (изменяющаяся по величине и характеру).

Работа установки при изменяемой частоте вращения может осуществляться в двух режимах: автономно и параллельно с сетью. В первом случае реле режима – $K_{\text{РЕЖ}}$ подключает к ПЧ2 ручные задатчики напряжения – ЗН и частоты – ЗЧ. Контактор *КМ* должен быть выключен, а автомат *QF* включен, при этом будет реализована автономная работа агрегата на произвольную нагрузку. Для реализации режима параллельной работы генераторного агрегата щит управления оснащен тремя системами:

- синхронизации (включения генераторного агрегата на сеть);
- распределения отдаваемой в нагрузку активной и реактивной мощности (из сети и от генераторного агрегата);
- передачи вырабатываемой генераторным агрегатом электрической энергии в сеть.

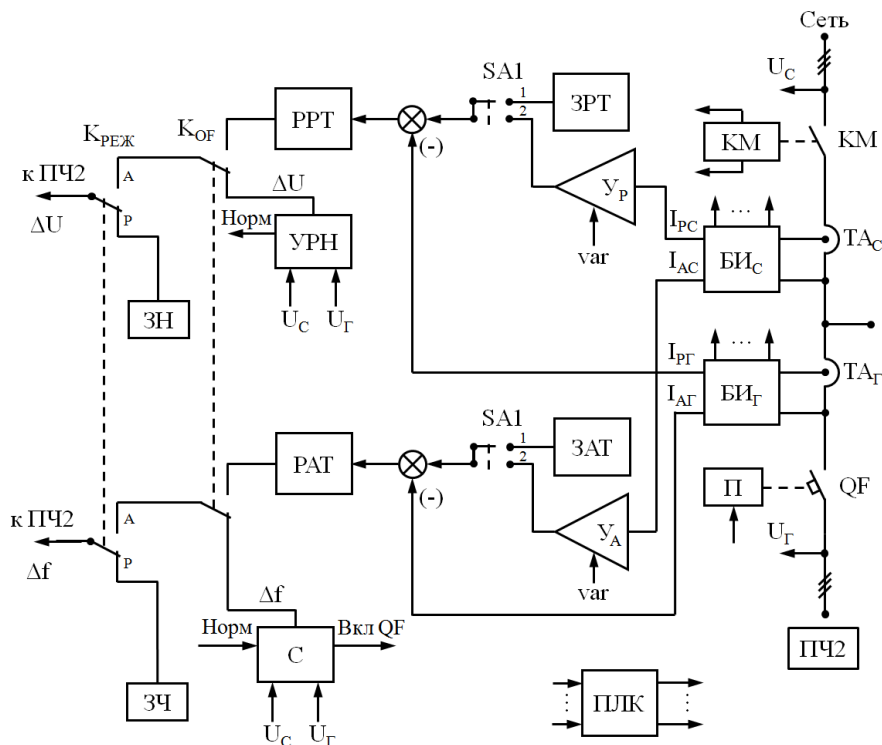


Рис. 2. Блок-схема шкафа силового оборудования

Первая включает в себя электронный синхронизатор – С, который совместно с усилителем разности напряжения – УРН осуществляет подгонку частоты и напряжения на выходе ПЧ2 к параметрам сети. Подгонка производится за счет сравнения напряжения сети – U_C и генератора – U_G . Когда в УРН величина рассогласования – ΔU достигнет минимально требуемого значения, с выхода усилителя в синхронизатор будет подан дискретный сигнал «Норма». Одновременно с этим на вход ПЧ2 поступает сформированный в синхронизаторе сигнал разности – Δf . Когда условия синхронизации будут выполнены, синхронизатор включает генераторный автомат электромагнитным приводом – П. При срабатывании реле «автомат включен» - K_{QF} меняет положение своих контактов, подключая входы ПЧ2 (ΔU и Δf) к выходу регулятора реактивного тока - PPT и регулятора активного тока – PAT соответственно. На входах этих регуляторов формируются сигналы рассогласования заданных значений ведущих токов, поступающих от переключателя режима работы SA1, и фактических токов, снимаемых с блока измерения генератора – БИГ. Для получения ведущих токов на первых входах переключателя SA1 используются сигналы от автономных задатчиков реактивного и активного тока – ЗРТ и ЗАТ со-

ответственно. В этом случае работает режим передачи электроэнергии от генераторного агрегата в сеть.

В режиме распределения мощности при работе на нагрузку (от двух источников) [4] ведущий ток на вторых входах переключателя SA1 поступает через усилители реактивного и активного тока сети (U_P и U_A соответственно) с блока измерения сети – БИС. Изменение коэффициентов передачи усилителей будет распределять отдаваемую реактивную и активную мощность в нагрузку поровну при значениях коэффициентов, равных 1 и практически всю мощность, отдаваемую генераторным агрегатом, при коэффициентах больше 10.

В каждом из режимов могут быть исследованы те или иные свойства генераторного агрегата и его составных частей, а также опробованы новые устройства и элементы установки с целью определения их параметров и характеристик.

В автономном режиме могут быть исследованы:

- регулятор возбуждения, его характеристики и характеристики синхронного генератора при различной по величине и характеру нагрузке;
- цифровой регулятор частоты вращения, актуатор и блок экономичного режима, чьи характеристики в значительной степени влияют на работу автоматической системы регулирования частоты вращения приводного двигателя.

В режиме параллельной работы с сетью могут быть исследованы система синхронизации и система распределения активных и реактивных нагрузок между генератором и сетью. В данном режиме подстраиваются параметры синхронизатора для обеспечения оптимального быстрого действия процесса синхронизации, выбираются и настраиваются параметры регуляторов активного и реактивного тока с целью согласования с параметрами замкнутой системы регулирования. Возможно исследование статических и динамических режимов распределения нагрузки. Кроме того может быть проанализирован режим «дежурного» поддержания сети, когда последняя остается подключенной к нагрузке, а при этом мощность из нее не потребляется.

В автономном режиме возможна работа генераторного агрегата с постоянной частотой вращения. Это позволяет оценить энергетические показатели и эффективность, рассчитать потребляемую мощность и условный расход топлива при работе генераторного агрегата с изменяемой и постоянной частотой вращения, а также сравнить их между собой.

При изготовлении экспериментальной установки были использованы следующие компоненты:

- 1) преобразователь частоты ПЧ1 фирмы «LG» марки iS5 мощностью 7,5 кВт, выходное напряжение 0-380В, частота 0-400Гц.

2) асинхронный электродвигатель серии «4А» мощностью 7,5 кВт с номинальной частотой вращения 1500 об/мин, напряжение питания 380В, частота 50 Гц;

3) Синхронный генератор фирмы «Leroy Somer» типа LSA 37M5J мощностью 7,2 кВт, номинальная частота вращения 1500 об/мин, напряжение 415В;

4) цифровой регулятор ESD5500E и актуатор ADC225S-24 фирмы «GAC»;

5) преобразователь частоты ПЧ2 фирмы «SIEMENS» марки MICROMASTER 440 мощностью 7,5 кВт, выходное напряжение 0-380В, частота 0-400Гц.

На лицевой панели щита управления установлены синхронизатор CIRCUTOR фирмы «Synchromax», панель оператора OP73 фирмы «SIEMENS» и трехфазные измерительные приборы DMK2 фирмы «Lovato Electric». Управление системой осуществляет промышленный логический контроллер SIMATIC S7-200 фирмы «SIEMENS».

На рис. 3 представлена лицевая панель щита ЩУГА (слева вверху), монтажная панель щита управления приводным двигателем генератора (справа вверху), общий вид генераторного агрегата представлен на рис. 4.



Рис. 3. Лицевая панель щита ЩУГА



Рис. 4. Общий вид генераторного агрегата

Библиографический список

1. Двигатели внутреннего сгорания: Теория поршневых и комбинированных двигателей. Под ред. А.С.Орлина, М.Г.Круглова – 4-е изд., перераб. и доп.- М.:Машиностроение, 1983. – 372с., ил.
2. **Дарьенков, А.Б.** Определение экономической эффективности дизель-генераторных электростанций с переменной частотой вращения вала / А.Б. Дарьенков, О.С. Хватов, Ф.Ф. Юрлов, Н.В. Усов // Вестник АГТУ. Морская техника и технология. №3 –2014.
3. **Хватов, О.С.** Электропривод электрической установки колесного судна / О.С. Хватов, Е.М. Бурда, Г.И. Коробко, И.Г. Коробко // Материалы VIII Международной (XIX Всероссийская) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014.
4. **Коробко, Г.И.** Система автоматической загрузки генератора при работе параллельно с сетью/ Г.И. Коробко, С.В. Попов, А.В. Бишлетов // Актуальные проблемы электроэнергетики. Н.Новгород, НГТУ, 2008.

УДК. 621.752.3

А.И. Ермолаев, С.Н. Охулков, А.С. Плехов, Д.Ю. Титов

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВИБРОПЕРЕГРУЗОК ВРАЩАЮЩИХСЯ ВАЛОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В статье рассматривается подход к оценке крутильных колебаний вала дизель-генераторной установки электростанций автономных объектов. Предложена методика и приведен пример оценки максимальных значений торсионного (крутящего) момента на валу ротора тягового генератора на базе метода конечных элементов.

the article considers the approach to the evaluation of torsional vibrations of the shaft of diesel-generator of autonomous objects. Describes a method based on the finite element method to evaluate the maximum value of the torsion (twisting) moment on the main generator rotor shaft.

Ключевые слова: переходный процесс, вибрация и дисбаланс ротора, крутильные колебания, торсионный момент, деформации сдвига, деформируемый элемент

Keywords: transition process, vibration and rotor unbalance, torsional vibrations, torsional moment, shear strain, deformable element

На водном, автомобильном и железнодорожном транспорте широкое распространение получили единые электростанции автономного объекта [1,2,3,4]. Применение ЭЭС позволяет повысить надежность и упростить обслуживание энергосистемы автономного объекта за счет уменьшения количества составляющих ее компонентов. В качестве первичных двигателей ЭЭС широко используются двигатели внутреннего сгорания (ДВС) [5].

Контроль динамического состояния вращающихся электрических машин по техническому состоянию ведется с применением различных технических систем, среди которых важное место занимают системы вибрационной диагностики [7]. Одной из самых трудоемких задач при их разработке является определение признаков, по которым можно оценить состояние машины, а также установить значения, которые определяют некоторые интервалы исправного или неисправного состояния машины. Решение этой задачи экспериментальными методами путем внесения неисправностей в те или иные элементы конструкции с последующим проведением экспериментов на работающей машине, требуют больших временных и финансовых затрат. В последнее время с развитием математических методов анализа роторных систем стало развиваться направление

математического моделирования дефектов в узлах машин. Для решения этой задачи в данной статье используется метод конечных элементов.

Нагрузкой дизеля является синхронный электрогенератор, ротор которого, как правило, соединён с коленчатым валом дизеля через соединительную муфту, поглощающую осевые, радиальные и угловые смещения с наименьшими силами реакции за счёт своих упругих и диссипативных свойств.

Для оценки максимальных деформаций сдвига вращающегося вала тягового генератора будем рассматривать вал отдельно без ротора. Вал генератора по своей длине L представим как упругий торсион – деформируемый элемент (ДЭ) в некой кинематической механической цепи, который вращается с угловой скоростью $\omega_{вр}$. При его вращении из-за действия крутящих моментов M_x^+ и M_x^- (рис. 1) возникают крутильные колебания с частотой $\Omega_{кр}$. Углы закручивания элементов ДЭ не остаются постоянными и равными φ_x , а линейные перемещения точки с радиусом r изменяются с линейной скоростью $v_{л} = \Omega_{кр}r$.

Для оценки деформации сдвига ε_{max} по сечению вала (рис. 1) при действии переменных крутящих моментов на валу M_x^+ и M_x^- необходимо провести вычисление перемещений всех точек ДЭ вала в текущий момент времени [6].

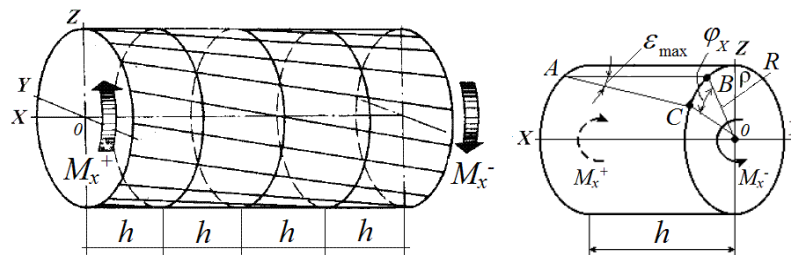


Рис. 1. Стальной вал круглого сечения разбитый на элементы длины h

В начальный момент ($t = 0$) правая часть ДЭ вала длиной L остается неподвижной, а к левой части приложен некоторый вращающий момент (рис. 1). Введем дискретизацию по координате $x \rightarrow L = n \cdot h$ и времени $t = n \cdot \tau$ для ДЭ вала, где τ - шаг по времени. Таким образом, область решения разбивается на дискретные элементы $h \cdot \tau$, затем эти элементы ДЭ вала длиной L пронумеруем.

Запишем уравнение движения в разностной форме, введя дискретизацию по координате x и по времени t . Тогда получим следующее уравнение [6]:

$$G \frac{\varphi_{x,i+1} - 2\varphi_{x,i} + \varphi_{x,i-1}}{h^2} = \rho h \frac{\varphi_{x,i+1} - 2\varphi_{x,i} + \varphi_{x,i-1}}{\tau^2}. \quad (1)$$

Деформируемый элемент вала длиной L с координатами h на круговой диаграмме угловых перемещений всех точек ДЭ вала (рис. 2) представлен шестью узлами $i = 1, \dots, 6$. Начальные условия на круговой диа-

грамме угловых перемещений (рис. 2) представлены в виде угловых перемещений и линейных скоростей всех точек ДЭ вала, при $t = 0$. Первые два сегмента на круговой диаграмме и есть начальные условия задачи [6].

В разностной постановке эти начальные условия вводим следующим образом (рис. 2): в первом шаге во времени $j = 1$ все центры элементов ДЭ вала помещаем на один и тот же угол φ_x от начального положения, т.е. на:

$$\varphi_{i,1} = -v_{\text{л}} \tau = -1.$$

Тогда на следующем шаге на круговой диаграмме угловых перемещений всех точек узлов ДЭ вала (рис. 2), когда ДЭ вала начинает закручиваться под действием крутящего момента ($t = 0$), и все точки приходят в начальное состояние $\varphi_{i,2} = 0$. Таким образом, начальные угловые перемещения всех точек задаются равными нулю, а линейные скорости всех точек – равными $v_{\text{л}}$ [6].



Рис. 2. Круговая диаграмма угловых перемещений всех точек узлов ДЭ вала

Вычисления деформаций сдвига всех точек ДЭ производятся с помощью разностной формулы (1). В нее входят пять значений угловых перемещений $(i; j)$, $(i + 1; j)$, $(i - 1; j)$, $(i; j + 1)$, $(i; j - 1)$, которые записаны в пяти соседних ячейках диаграммы угловых перемещений точек узлов ДЭ вала (рис. 2).

Деформации во всех элементах ДЭ между узлами полагаем одинаковыми, кроме последнего элемента между узлами $i = 5$ и $i = 6$, в котором они остаются равными нулю. Весь процесс закрутки (сжатия или деплана-

ции) ДЭ длится четыре шага. Это объясняется тем, что в модели ДЭ вала пять шагов по координате, и за каждый шаг по времени закручивается один элемент длиной h , причем последний элемент не закручивается (не сжимается) на этом расчетном шаге.

После завершения закрутки ДЭ вала начинается процесс раскручивания, так как ДЭ вала не находится в положении равновесия. Деформации закрутки (сжатия) теперь определяют начальные условия. Задается новая система отчета. Теперь последний элемент ДЭ вала является первым, расчет перемещений идет от последнего элемента к первому. Начиная с восьмого шага по времени (рис. 2), ДЭ вала начинает раскручиваться и за то же время приходит в исходное недеформированное состояние.

На шаге $j = 11$ все точки ДЭ вала вновь оказываются в положении равновесия. После этого шага $j = 11$ процесс повторяется вновь уже с прежними нулевыми граничными условиями (рис. 2), т.е. прежняя заданная система отчета восстановлена и опять начался процесс сжатия и так далее. Максимальные деформации во всех элементах ДЭ вала получаются одинаковыми и равными:

$$\varepsilon_{\max} = \frac{v_{\text{л}} \tau}{h} = v_{\text{л}} \sqrt{\frac{2\rho(1+\mu)}{E}} = \frac{v_{\text{л}}}{V}, \quad (2)$$

а напряжения:

$$\sigma = G\varepsilon_{\max} = \frac{v_{\text{л}} G}{V} = v_{\text{л}} \sqrt{\frac{2\rho(1+\mu)}{E}}, \quad (3)$$

где G - модуль сдвига, ρ - плотность материала, E - модуль упругости, μ - коэффициент Пуансона, V - скорость распространения механических колебаний.

Максимальные деформации и напряжения упругого ДЭ вала определены выражениями (2) и (3) и они прямо пропорциональны линейной скорости, т.е. при приложении переменных крутящих моментов являются функциями $\varepsilon = f(v_{\text{л}})$ и $\sigma = f(v_{\text{л}})$, а так как $v_{\text{л}} = \Omega_{\text{кр}} r$, то искомые величины являются и функциями частоты крутильных колебаний ДЭ вала т.е. $\varepsilon = f(\Omega_{\text{кр}})$ и $\sigma = f(\Omega_{\text{кр}})$.

Чтобы определить, в каком масштабе измеряется перемещение сечений ДЭ вала, нужно воспользоваться принятым ранее равенством $v_{\text{л}} \cdot \tau = 1$.

Деформация сдвига во всех элементах вала определяется как:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{(\varphi_{x,i+1} - \varphi_{x,i})r}{h}.$$

Тогда максимальный взаимный поворот сечений всех элементов вала генератора относительно друг друга находим по:

$$\varepsilon_{\max} = \operatorname{tg} \alpha = \frac{(\varphi_{x,i+1} - \varphi_{x,i})r}{h},$$

$$\Delta\varphi_{\max} = (\varphi_{x,i+1} - \varphi_{x,i}) = \frac{\varepsilon_{\max} h}{r}.$$

Например, для вала генератора при частоте крутильных колебаний $\Omega_{\text{кр}} = 0,628$ рад/с и радиусе вала $r = 0,0171$ м линейная скорость закручивания элементов вала будет равна $v_{\text{л}} = 10,676 \cdot 10^{-3}$ м/с.

Например, материал вала генератора имеет следующие характеристики: модуль сдвига $G = 8 \cdot 10^{10}$ Н/м²; $\rho = 7,8 \cdot 10^3$ кг/м³, а шаг сетки выбран равным $h = 0,01$ м, то шаг по времени получается равным $3,122 \cdot 10^{-6}$ с.

Если элементы вала закручиваются со скоростью $v_{\text{л}} = 10,676$ м/с, то из выражения (2) получаем максимальные деформации $\varepsilon_{\max} = 3,33 \cdot 10^{-6}$. Максимальные напряжения по (3) во всех элементах вала $\sigma = 2,66 \cdot 10^3$ Н/м². Максимальный взаимный поворот сечений всех элементов вала относительно друг друга составит $\Delta\varphi_{\max} = 1,9606 \cdot 10^{-6}$ рад. Максимальный угол закрутки вала генератора длиной 0,3 м составит $\Delta\varphi_{\text{в, max}} = 58,81 \cdot 10^{-6}$ рад.

Допустимый номинальный торсионный (крутящий) момент на валу генератора определяется выражением:

$$M_{\text{кр.н}} = \frac{\Delta\varphi}{L} G \int_S R^2 dS. \quad (4)$$

Интеграл в выражении (4) определяет полярный момент инерции сечения вала генератора радиусом R . Для круглого сечения вала генератора с радиусом $R = 0,0171$ м полярный момент инерции определяется выражением $J_p = \pi \cdot R^4 / 2$. Жёсткость $G \cdot J_p = G \cdot \pi \cdot R^4 / 2 = 10,747 \cdot 10^3$ Н·м².

Торсионный (крутящий) момент от действия крутильных колебаний на валу генератора:

$$M_{\text{кр.н}} = \frac{\Delta\varphi}{L} G J_p = 2,106 \text{ Н}\cdot\text{м}.$$

Выводы. Для расчета максимальных деформаций реальных вращающихся реальных валов необходимо привести валы к эквивалентному валу простого круглого сечения, так как в реальных конструкциях валов двигателей и генераторов в местах соединения участков вала различной длины и диаметра наличествуют галтели – округления углов на деталях. Галтели повышают прочность и снижают внутренние напряжения при переходе от меньших сечений к большим сечениям. Для таких соединений необходимо применять метод приведения к эквивалентному участку вала.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 15-19-10026).

Библиографический список

1. **Дарьенков, А.Б.** Автономная высокоэффективная электрогенерирующая станция / А.Б. Дарьенков, О.С. Хватов // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева, 2009. - № 77. - С. 68-72.
2. **Хватов, О.С.** Дизель-генераторная электростанция с переменной частотой вращения вала / О.С. Хватов, А.Б.Дарьенков, И.М.Тарасов // ВестникИГЭУ, 2010. - № 2. - С. 53-56.
3. **Хватов, О.С.** Интеллектуальные средства управления высокоэффективной дизель-генераторной установкой переменной частоты вращения / О.С.Хватов, А.Б.Дарьенков // Известия ТулГУ. Технические науки, 2010. -№ 3. - С. 126-131.
4. **Тарпанов, И.А.** Высокоэффективная дизель-генераторная электростанция переменной частоты вращения на основе машины двойного питания /И.А.Тарпанов, О.С.Хватов, А.Б.Дарьенков // Приводная техника, 2010. - №5. - С. 14-19.
5. **Акимов, П.П.** Судовые автоматизированные энергетические установки / П.П. Акимов. - М.: Транспорт, 1980. - 352 с.
6. **Маквецов, Е. Н.** Механические воздействия и защита радиоэлектронной аппаратуры: учебник для вузов/ Е. Н. Маквецов, А. М. Тартаковский // М.: Радио и связь, 1993. – 200 с.: ил.
7. **Блехман, И.И.** Вибрации в технике Т.2. Колебания нелинейных механических систем / И.И.Блехман, Н.В.Бутенин, Р.Ф.Ганиев – М.: Машиностроение, 1979. – 351 с.

УДК 62-83:621.313

А.Ю. Смирнов, Е.А. Ершова

ЛИНЕЙНЫЕ ДВИГАТЕЛИ НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРИВОДА ВЕРТИКАЛЬНОГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ РЕГУЛИРУЮЩЕГО ОРГАНА

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е.Алексеева

Рассмотрена перспективная конструкция линейного двигателя в непосредственном, без редуктора, приводе для вертикального перемещения регулирующего органа. Описываются методы расчёта электромагнитных полей и электромагнитной силы, которые используются в алгоритме интегрирования уравнения движения ротора в приводе вертикального перемещения. Описаны численные эксперименты процесса пуска привода на перемещение регулирующего органа вверх на разную скорость, с выходом и без выхода линейного шагового двигателя из синхронизма.

The article describes a perspective design of the linear motor in the direct drive (without reducer) used for vertical movement of regulator. Methods to calculate the electromagnetic fields and electromagnetic force are presented. These methods are used in algorithm for integrating of equation for rotor motion in the vertical movement drive. There are numerical experiments for drive start process for moving regulator up at different speeds, with and without linear stepper motor getting out of synchronism.

Ключевые слова: линейный двигатель, синхронный привод, ротор, метод конечных элементов, магнитный потенциал, шаговый привод.

Keywords: linear motor, synchronous drive, rotor, finite element method, magnetic potential, step drive.

Индукторные и индукторно-реактивные двигатели [1] нередко используются в непосредственном приводе машин и механизмов с поступательным движением рабочего органа в качестве шаговых двигателей. Ротор линейного двигателя совершает поступательное, а не вращательное движение. Его применение в приводах вертикального перемещения регулирующего органа вместо двигателя вращательного движения позволяет исключить редуктор, предельно упрощая тем самым кинематическую схему механизма исполнительного механизма наиболее эффективная конструкция линейного двигателя представляет собой индукторно-реактивную машину с изолированными в магнитном отношении фазами (рис. 1). Его ротор набран из магнитомягких 1 и немагнитных 2 колец. Магнитномягкие кольца 1 ротора взаимодействуют с такими же кольцами 3 на статоре, ограничивающими воздушный зазор с противоположной стороны. Магнитный поток фазных обмоток статора 4 замыкается в аксиально-радиальном направлении через несколько колец 1 и 3, расположен-

ных между цилиндрическими полюсами 5 магнитопроводов 6, несколько раз пересекая зазор. Фазные обмотки 4 с магнитопроводами 6 установлены в общем корпусе 7, со смещением колец 3 соседних магнитопроводов на $\frac{1}{4}$ зубцового деления. Ротор перемещается в опорах 8 и связан с регулирующим органом посредством штока 10.

Благодаря неоднократному пересечению зазора рабочим магнитным потоком [2], достигается высокое использование активных материалов и уменьшенное, по сравнению другими аналогами, индуктивное сопротивление реакции якоря.

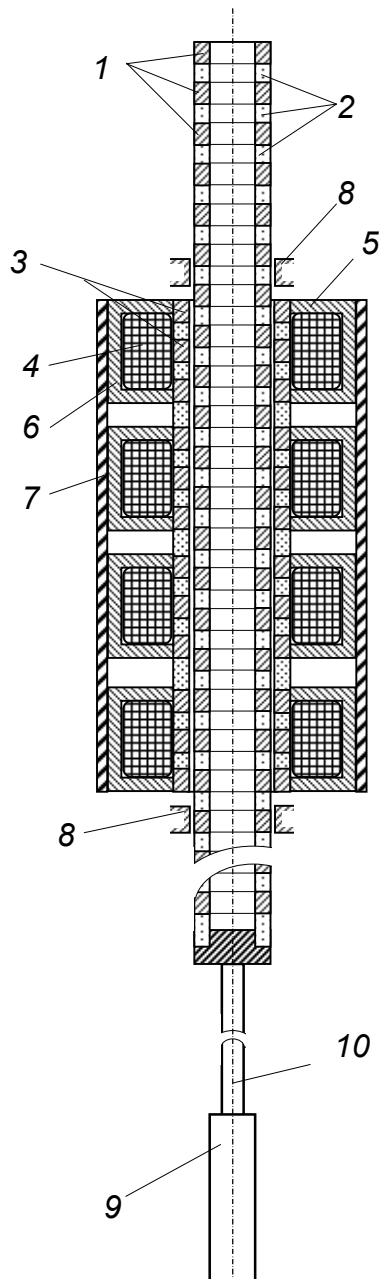


Рис. 1. Схема конструкции линейного двигателя для механизма вертикального перемещения регулирующего органа

Серьёзным недостатком электропривода с линейными шаговыми двигателями является значительная инерционность подвижных масс, обусловленная безредукторной передачей движения непосредственно на исполнительный орган и, как следствие этого, низкое быстродействие и склонность к колебаниям при отработке шагов. Для исследования характера движения спроектированного линейного двигателя применяют математическое моделирование [3]. При этом наиболее глубокую детализацию электромагнитных процессов в двигателе, обеспечивают методы, основанные на обработке результатов расчёта полей, полученных численными методами, прежде всего методом конечных элементов [4]. Расчёт поля во всех областях пространства линейного двигателя может быть выполнен относительно векторных или скалярных магнитных потенциалов узлов сетки, которая наносится на расчётную область модели,

Векторный магнитный потенциал в данной точке поля или схемы замещения магнитной цепи является характеристикой магнитного потока и связан с магнитной индукцией соотношением

$$B = \text{rot } A = \frac{\partial A_y}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial y}, \quad (1)$$

где A – векторный магнитный потенциал и его частные производные $\frac{\partial A_y}{\partial x}$ и $\frac{\partial A_x}{\partial y}$ по соответст-

вующим координатам (в случае плоской модели поля и магнитной цепи).

Скалярный магнитный потенциал представляет собой объёмную производную напряжённости магнитного поля вдоль соответствующих координат (при трёхмерном поле)

$$H = \text{grad } \varphi_m = \frac{\partial \varphi_m}{\partial x} i + \frac{\partial \varphi_m}{\partial y} j + \frac{\partial \varphi_m}{\partial z} k, \quad (2)$$

где φ_m - скалярный магнитный потенциал и частные производные его изменения по соответствующим координатным направлениям; i, j, k - координатные векторы единичной длины - орты. Применительно к магнитным цепям скалярный магнитный потенциал можно представить как падение магнитного напряжения этой точки магнитной цепи относительно точки, магнитный потенциал которой условно принят равным нулю.

Изображение силовых линий магнитного поля в одной секции линейного двигателя (осесимметричная модель), полученное посредством векторного магнитного потенциала, показано на рис. 2.

Далее, используя рассчитанные значения характеристик магнитного поля во всех узлах сетки, определяется электромагнитная сила, приводящая в движение ротор линейного двигателя. Наиболее фундаментальным методом определения электромагнитной силы в магнитном поле является энергетический.

Есть два пути реализации энергетического метода [5]:

- 1) через приращение магнитной энергии или коэнергии электрических контуров, создающих магнитное поле в рассматриваемой магнитной системе;
- 2) через приращение энергии или коэнергии в отдельных её ветвях.

Приращение энергии ΔW_i (или коэнергии $\Delta W_i'$) - элемента магнитной цепи находятся по изменению магнитного сопротивления в его линейной модели. Для этого сначала формируется нелинейная характеристика намагничивания ветви до сообщения ротору перемещения Δx (рис. 3, кривая I). Затем, используя постоянство магнитного потока Φ при расчёте приращения энергии элемента через изменение энергии, или постоянство токов (или МДС) электрических контуров при расчёте через изменение коэнергии, определяются новые, после элементарного перемещения

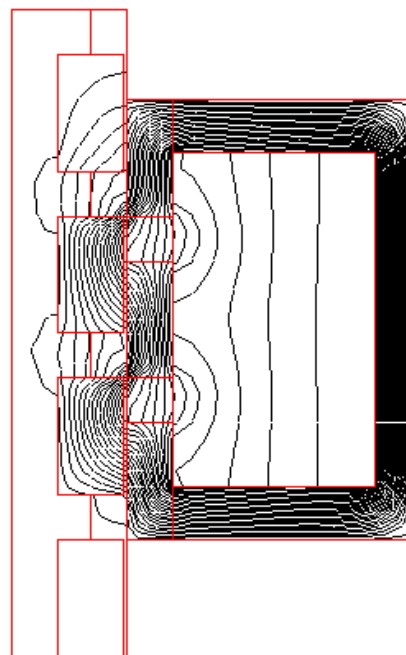


Рис. 2. Распределение магнитного потока в одном магнитопроводе

ротора Δx , значения тока I_H или потока Φ_H , при расчёте силы через изменение энергии и коэнергии, соответственно.

При определении значений I_H или Φ_H используется линейная модель элемента (прямая II на рис. 3). Приращение магнитной энергии (на рис. 3 она соответствует площади треугольника 012), составляет:

$$\Delta W_i = \frac{\Delta I_i \Phi_i}{2} = \frac{\Delta R_{M(i)} \Phi_i^2}{2}, \quad (3)$$

где $\Delta R_{M(i)}$ - приращение магнитного сопротивления зазора под полюсом i -й ветви при перемещении ротора на расстояние Δx ; $\Delta I_i = (I_H - I)_i$ - приращение тока (МДС) i -го полюса после перемещения Δx .

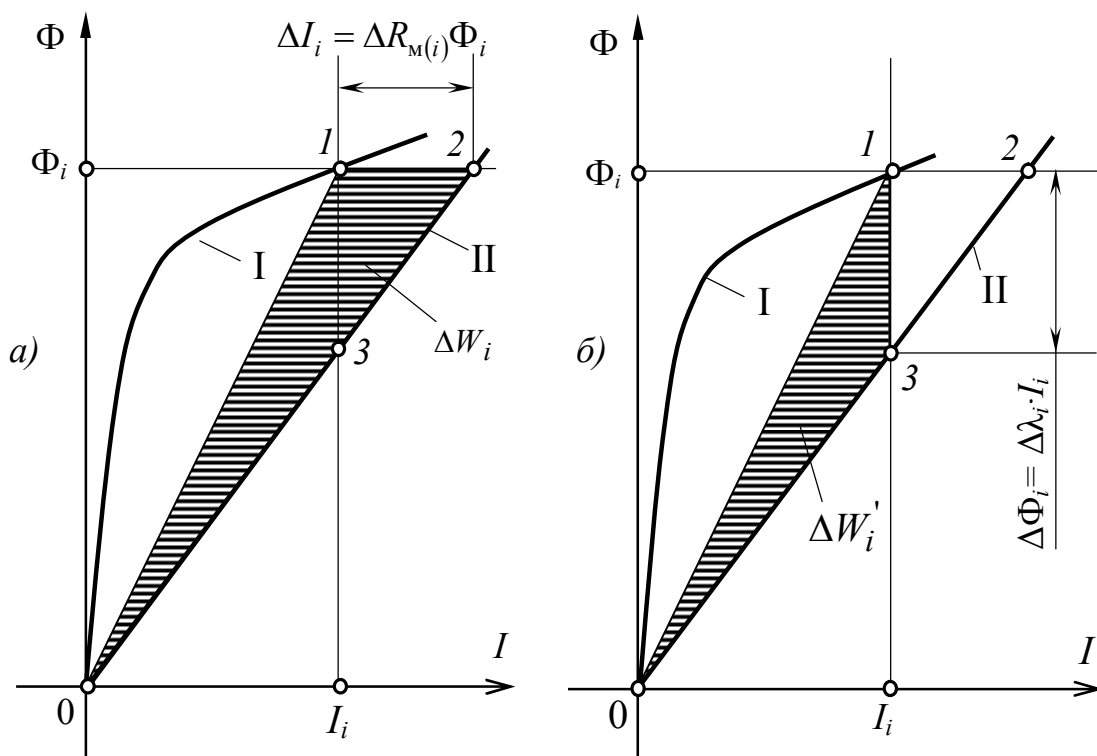


Рис. 3. Определение электромагнитной силы или момента по изменению магнитной энергии (а) и магнитной коэнергии (б) линейной модели при малом перемещении подвижной части системы

Приращение магнитной коэнергии (на рис. 3,б соответствует площади треугольника 013).

$$\Delta W'_i = -\Delta W_i = \frac{\Delta \Phi_i I_i}{2} = \frac{\Delta \lambda_i I_i^2}{2}, \quad (4)$$

где $\Delta \lambda_i$ - приращение магнитной проводимости зазора под полюсом i -й ветви при линейном или угловом перемещении подвижной части системы на расстояние Δx ; $\Delta \Phi_i = (\Phi_H - \Phi)_i$ - приращение магнитного потока ветви

магнитной цепи, проходящей через i -ю ветвь после перемещения ротора на Δx .

Найденное значение электромагнитной силы подставляется в уравнение движения электропривода,

$$ma = F_{\text{дв}} - \text{sign}|F_{\text{тр}}| \pm M_{\text{РО}}, \quad (5)$$

в котором электромагнитный момент двигателя $F_{\text{дв}}$ определяется по его сеточной модели.

В (5) m – масса ротора двигателя и движущихся частей исполнительного механизма; a – ускорение линейного движения, $F_{\text{дв}}$ – электромагнитная сила двигателя; $F_{\text{тр}}$ – сила трения в механизме; $M_{\text{РО}}$ – вес регулирующего органа.

Интегрированием (5) по времени воспроизводится движение электропривода с линейным шаговым двигателем в различных режимах: пуск и останов при движении в направлении вверх и вниз, реверс, изменение тока и механической нагрузки и т.д.

Кроме сеточной модели электродвигателя, в качестве исходных данных для моделирования движения привода потребуются:

- синхронная частота движения поля и ротора двигателя, она же определяет длительность цикла изменения тока в фазах двигателя $T_{\text{ц}}$;
- параметры импульса питания двигателя: значения тока в характерных точках на периоде изменения в интервале от 0 до 2π ;
- начальные значения координаты, определяющей положение ротора x и скорости его движения \dot{x} ;
- параметры счёта: шаг счёта по времени (шаг интегрирования) Δt и время окончания счёта T_E .

Токовые нагрузки фаз определяются в начале каждого цикла путём интерполяции между характерными точками импульса тока по угловому аргументу

$$\varphi_1 = \frac{2\pi \cdot t_k}{T_{\text{ц}}}, \quad \varphi_n = 2\pi \left(\frac{t_k}{T_{\text{ц}}} + \frac{n-1}{m} \right)$$

для первой и последующих фаз двигателя соответственно.

Здесь t_k – циклически изменяющееся время ($0 \leq t_k < T_{\text{ц}}$), по значениям которого определяется путём интерполяции текущее значение тока фаз двигателя.

Далее моделирование движения двигателя осуществляется по следующему алгоритму:

- 1) ввод начальных значений переменных: скорости и положения ротора (и регулирующего органа), времени ($t=0$);
- 2) определение токов фаз обмотки якоря по текущему значению времени коммутации t_k и приложение их к областям обмотки с катушками фазы;

3) расчёт сеточной модели двигателя относительно векторного или скалярного магнитного потенциала;

4) вычисление электромагнитной силы двигателя;

5) решение уравнения движения относительно ускорения и интегрирование скорости и положения ротора:

$$\dot{x} = \dot{x} + a \cdot \Delta t,$$

$$x = x + \dot{x} \cdot \Delta t;$$

6) приращение времени на Δt и сравнение текущего времени с заданным временем окончания счёта T_E . Переход к перечислению 2) алгоритма, если $t < T_E$.

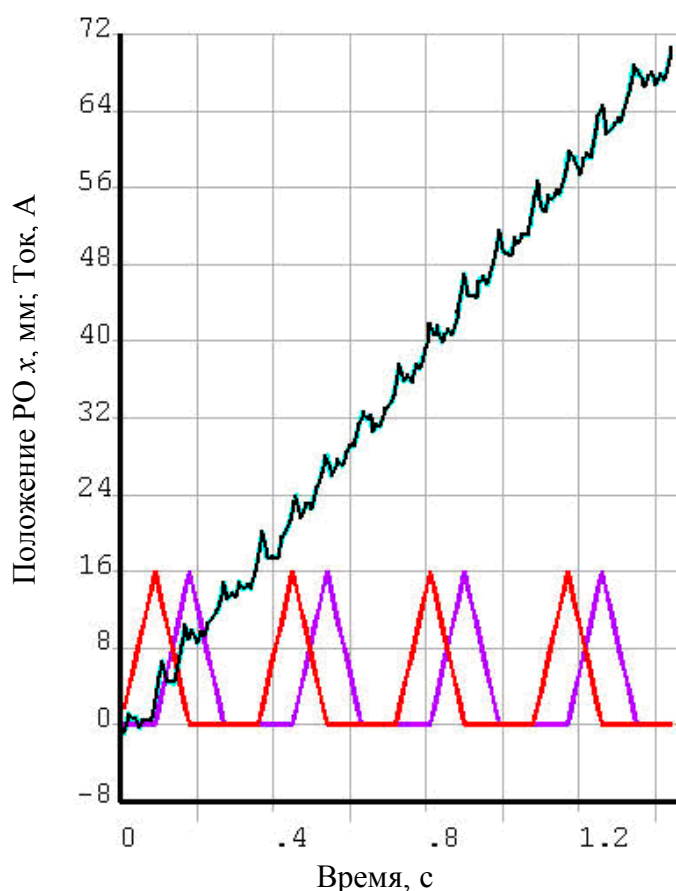


Рис. 4. Перемещение РО вверх 40 мм/с

С использованием данной модели по этому алгоритму воспроизведён процесс пуска привода в различных режимах, с номинальной, околопредельной и запредельной для заданной нагрузки частотой переключения фаз.

В первом эксперименте (рис. 4) двигатель включают на подъём регулирующего органа вверх с синхронной частотой 40 мм/с. Уже после двух-трёх циклов изменения тока в фазах ротор двигателя успевает догнать поле (показаны осциллограммы изменения тока в двух смежных фазах из четырёх) линейная координата нарастает, с незначительными от-

клонениями от положения, соответствующего равномерному движению с синхронной скоростью.

При увеличении синхронной частоты до 50 мм/с во втором эксперименте (рис. 5) ротор первоначально успевает разогнаться, но автоколебания, обусловленные инерционностью привода, вносят нарастающие возмущающие воздействия, которые к концу четвёртого цикла изменения тока в фазах двигателя приводят к необратимому пропуску обрабатываемых дискретных перемещений – шагов, и выходу двигателя из синхронизма. Между этими значениями находится область неустойчивого пуска, на ней факт успешного или не успешного пуска двигателя зависит от начального положения ротора, а именно от взаимного расположения магнитомягких колеи на нём и на статоре.

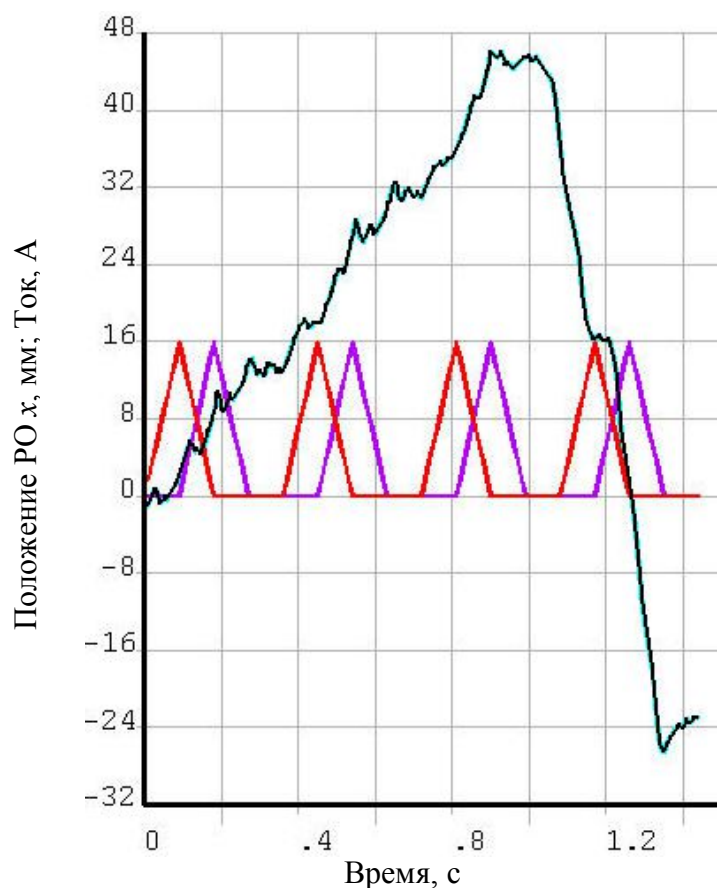


Рис. 5. Перемещение РО вверх 50 мм/с, со срывом

Выводы

1. Проведены численные испытания линейного шагового двигателя с детальным воспроизведением электромагнитных процессов в нём посредством сеточной модели, которые подтвердили работоспособность конструкции с магнитомягкими кольцами на статоре и роторе (рис. 1).

2. Посредством виртуальных экспериментов на численной модели установлено, что частота приёмистости спроектированного линейного двигателя с заданными размерами и назначенной (по рис. 4 и рис. 5) треугольной формой импульсов тока в фазах, с заданной массой перемещаемого груза и трением в системе находится в пределах от 40 до 50 мм/с.

3. Внедрение численных методов для определения электромагнитной силы или момента электродвигателя позволяет достаточной точно воспроизводить работу электропривода в различных установившихся и переходных режимах работы, задолго до получения результатов натуральных испытаний. Это позволяет получить экономию при разработке бесконтактного синхронного электропривода различного назначения за счёт сокращения затрат на проведение ОКР.

Библиографический список

1. **Смирнов, А.Ю.** Индукторные машины. Проектирование и вычислительный анализ (специальный курс): учебное пособие для вузов /А.Ю. Смирнов – М.: Изд-во Форум, – 2015, 192 с.

2. **Клоков, Б.К.** Расчёт электромагнитного тягового усилия в линейном двигателе возвратно-поступательного движения/ Б.К. Клоков, В.И. Цуканов Д.И. Ковган – Электричество, 1989, №9.

3. **Цуканов, В.И.** Математическое моделирование электромеханического переходного процесса линейного шагового двигателя / В.И. Цуканов, Н.А. Серихин – Электричество, 1992, №12.

4. **Корн, Г.** Справочник по математике для научных работников и инженеров/ Г. Корн, Т. Корн – М.: Наука, 1984, 831 с.

5. **Иванов-Смоленский, А.В.** Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах / А.В. Иванов-Смоленский – М.: Высшая школа, 1989, 312 с.

УДК 621.3

К.П. Слядзевская, И.Н. Филатов, Е.А. Чернов

СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ ПРИБЛИЖЕННЫМИ МЕТОДАМИ ДЛЯ АСИНХРОННОГО ЧАСТОТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В статье рассматривается синтез цифровых регуляторов для асинхронного частотного электропривода приближенными методами.

The article deals with the synthesis of digital controllers for asynchronous frequency electric drive approximate methods.

Ключевые слова: передаточная функция, регулятор, модульный оптимум, симметричный оптимум.

Keywords: transfer function, the controller, modular optimum, symmetrical optimum.

Методика расчета передаточной функции цифрового регулятора приближенным методом, в которой не используется z - преобразование, основана на замене в передаточной функции аналогового регулятора идеального интеграла $\frac{1}{p}$ операцией численного интегрирования. Наиболее распространенными методами вычисления определенных интегралов являются использование константы (метод прямоугольников), линейной функции (метод трапеции) и квадратичного полинома (метод Симпсона). Передаточные функции различных способов аппроксимации операции интегрирования представлены в табл. 1 (T_0 – интервал дискретности).

Таблица 1.

Преобразование непрерывных функций

Способ аппроксимации	Передаточная функция
Прямоугольник	$T_0 \cdot \frac{z}{z-1}$
Трапеция	$\frac{T_0}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}$
Симпсона	$\frac{T_0}{3} \cdot \frac{z^2+4z+1}{z^2-1}$

Рассмотрим процедуру определения передаточной функции цифрового регулятора на примере передаточной функции аналогового ПИ-регулятора

$$W_p(p) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_p \cdot p} \right), \quad (1)$$

где k_p – коэффициент регулятора; T_p – постоянная интегрирования.

Применив метод аппроксимации прямоугольник, получим

$$W_p(z) = k_p \cdot \left(1 + \frac{T_0}{T_p} \cdot \frac{z}{z-1} \right). \quad (2)$$

После несложных преобразований для метода аппроксимации прямоугольник получим следующую передаточную функцию цифрового регулятора

$$W_{pn}(z) = \frac{a_{0n} \cdot z + a_{1n}}{z-1}, \quad (3)$$

где $a_{0n} = k_p \cdot \left(1 + \frac{T_0}{T_p} \right)$; $a_{1n} = -k_p$.

Передаточная функция цифрового регулятора, полученная методом аппроксимации трапеция, имеет вид:

$$W_{pt}(z) = \frac{a_{0t} \cdot z + a_{1t}}{z-1}, \quad (4)$$

где $a_{0t} = k_p \cdot \left(1 + \frac{T_0}{2 \cdot T_p} \right)$; $a_{1t} = k_p \cdot \left(-1 + \frac{T_0}{2 \cdot T_p} \right)$.

Аналогично получим передаточную функцию цифрового регулятора для метода аппроксимации Симпсона

$$W_{ps}(z) = \frac{a_{0s} \cdot z^2 + a_{1s} \cdot z + a_{2s}}{z^2 - 1}, \quad (5)$$

где $a_{0s} = k_p \cdot \left(1 + \frac{T_0}{3 \cdot T_p} \right)$; $a_{1s} = k_p \cdot \left(\frac{4 \cdot T_0}{3 \cdot T_p} \right)$; $a_{2s} = k_p \cdot \left(-1 + \frac{T_0}{3 \cdot T_p} \right)$.

Применим вышеизложенную методику для синтеза цифровых регуляторов канала скорости системы автоматического управления асинхронного частотного электропривода (АЭП) с ориентацией по вектору потока сцепления ротора. Силовая часть АЭП представлена преобразователем частоты со звеном постоянного тока и асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. В состав преобразователя частоты входят управляемый выпрямитель, Г-образный LC фильтр и автономный инвертор напряжения, управляемый по закону широтно-импульсной модуляции.

Начнем синтез цифровых регуляторов с внутреннего контура тока у. При настройке внутреннего контура тока у на модульный оптимум пере-

даточная функция аналогового регулятора в относительных единицах имеет вид [1]:

$$W_{pту}(p) = k_{pту} \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau_e \cdot p}\right), \quad (6)$$

где $k_{pту} = \frac{L_e}{2 \cdot \tau_\mu \cdot k_\pi \cdot k_{iy}}$; k_{iy} – коэффициент обратной связи по току y ; k_π – коэффициент преобразователя частоты; L_e , τ_e – параметры модели асинхронного двигателя; τ_μ – малая постоянная времени контура тока y .

Примем $\tau_0 = \tau_\mu$ (интервал дискретности $\tau_0 = 0,314$ соответствует 1 мс). Тогда коэффициенты передаточных функций цифровых регуляторов тока y , полученные различными методами аппроксимации (3)-(5), имеют следующий вид (табл. 2).

Таблица 2.

Коэффициенты передаточных функций цифровых регуляторов тока y

Способ аппроксимации	Коэффициенты передаточных функций
Прямоугольник	$a_{0пту} = k_{pту} \cdot \left(1 + \frac{\tau_0}{\tau_e}\right)$; $a_{1пту} = -k_{pту}$
Трапеция	$a_{0тту} = k_{pту} \cdot \left(1 + \frac{\tau_0}{2 \cdot \tau_e}\right)$; $a_{1тту} = k_{pту} \cdot \left(-1 + \frac{\tau_0}{2 \cdot \tau_e}\right)$
Симпсона	$a_{0сту} = k_{pту} \cdot \left(1 + \frac{\tau_0}{3 \cdot \tau_e}\right)$; $a_{1сту} = k_{pту} \cdot \left(\frac{4 \cdot \tau_0}{3 \cdot \tau_e}\right)$ $a_{2сту} = k_{pту} \cdot \left(-1 + \frac{\tau_0}{3 \cdot \tau_e}\right)$.

При настройке контура скорости на модульный оптимум передаточная функция аналогового регулятора в относительных единицах имеет вид [1]:

$$W_{pc}(p) = k_{pc}, \quad (7)$$

где $k_{pc} = \frac{k_{iy} \cdot J}{4 \cdot \tau_\mu \cdot k_\omega \cdot k_m \cdot \psi_{2н}}$; k_m , $\psi_{2н}$ – параметры модели асинхронного двигателя; k_ω – коэффициент обратной связи по скорости.

При настройке контура скорости на симметричный оптимум передаточная функция аналогового регулятора в относительных единицах имеет вид [1]

$$W_{pc}(p) = k_{pc} \cdot \left(1 + \frac{1}{8 \cdot \tau_\mu \cdot p}\right). \quad (8)$$

Коэффициенты передаточных функций цифровых регуляторов скорости, полученные различными методами аппроксимации (3)-(5), представлены в табл. 3.

Таблица 3

Коэффициенты передаточных функций цифровых регуляторов скорости

Способ аппроксимации	Коэффициенты передаточных функций
Прямоугольник	$a_{0pc} = K_{pc} \cdot \frac{9}{8}; a_{1pc} = -K_{pc}$
Трапеция	$a_{0tc} = K_{pc} \cdot \frac{17}{16}; a_{1tc} = K_{pc} \cdot \left(-\frac{15}{16}\right)$
Симпсона	$a_{0cc} = K_{pc} \cdot \frac{25}{24}; a_{1cc} = K_{pc} \cdot \frac{4}{24}; a_{2cc} = -K_{pc} \cdot \frac{23}{24}$

На модели АЭП в пакете *Matlab* [2] были рассчитаны переходные процессы в канале скорости с цифровыми регуляторами, передаточные функции которых получены приближенными методами (рис. 1). На рис. 1 показаны также переходные процессы в канале скорости с цифровыми регуляторами, передаточные функции которых получены при условии известного переходного процесса регулируемой величины [3].

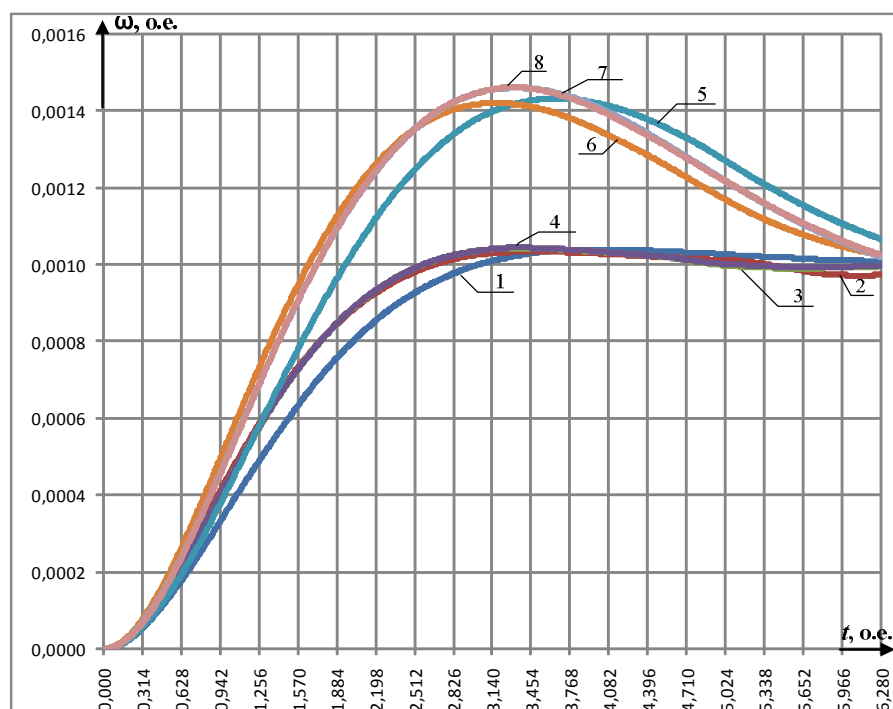


Рис. 1. Переходные процессы в канале скорости:

1 – модульный оптимум (МО); 2 – дискретный аналог модульного оптимума прямоугольник (ДАМОП); 3 – дискретный аналог модульного оптимума трапеция (ДАМОТ); 4 – дискретный аналог модульного оптимума Симпсона (ДАМОС); 5 – симметричный оптимум (СО); 6 – дискретный аналог симметричного оптимума прямоугольник (ДАСОП); 7 – дискретный аналог симметричного оптимума трапеция (ДАСОТ); 8 – дискретный аналог симметричного оптимума Симпсона (ДАСОС)

В табл. 4 приведены показатели качества регулирования скорости (σ , % – перерегулирование, t_{max} – время максимума, $t_{пер}$ – время переходного процесса, τ_0 – интервал дискретности в относительных единицах ($\tau_0 = 0,314$ соответствует 1 мс).

Из рис. 1 следует, что графики переходных процессов с цифровыми регуляторами, передаточные функции которых получены методами аппроксимации трапеция и Симпсона практически идентичны. Чем точнее метод аппроксимации (от прямоугольника к трапеции, а затем метод Симпсона), тем больше перерегулирование и меньше время регулирования. Переходные процессы в канале скорости с цифровыми регуляторами, передаточные функции которых получены при условии известного переходного процесса регулируемой величины, имеют большее время максимума. Результаты моделирования показывают, что в большинстве практических случаев достаточно воспользоваться более простым методом аппроксимации – методом трапеции.

Таблица 4

Показатели качества регулирования в канале скорости

Способ аппроксимации	σ , %	t_{max}	$t_{пер}$
МО	4,055	$13,18\tau_0$	$17,27\tau_0$
ДАМОП	3,45	$11,08\tau_0$	$14,47\tau_0$
ДАМОТ	4,35	$10,62\tau_0$	$14,5\tau_0$
ДАМОС	4,51	$10,82\tau_0$	$14,57$
СО	43,33	$11,66\tau_0$	$33\tau_0$
ДАСОП	42,13	$10,04\tau_0$	$33\tau_0$
ДАСОТ	46,12	$10,58\tau_0$	$33\tau_0$
ДАСОС	46,24	$10,58\tau_0$	$33\tau_0$

Библиографический список

1. Слядзевская, К.П. Математическое описание и синтез алгоритмов регулирования асинхронного частотного электропривода на основе теории импульсных систем. Диссертация на соискание степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» – Н. Новгород: НГТУ, 14 декабря 2001. – 202 с.
2. Слядзевская, К.П. Математическое моделирование асинхронного частотного электропривода в пакете MATLAB // Актуальные проблемы электроэнергетики. Юбилейный том посвященный 100-летию со дня рождения С. Н. Шевчука: Труды НГТУ, Том 59. – Н. Новгород: НГТУ, 2006. – С. 147-151
3. Слядзевская, К.П. Синтез цифровых регуляторов для асинхронного частотного электропривода // Актуальные проблемы электроэнергетики: сборник статей всероссийской научно-технической конференции. – Н. Новгород: НГТУ, 2015. – С. 83-87

УДК 621.3

К.П. Слядзевская, Г.Б. Онищенко

ОПТИМИЗАЦИЯ КОНТУРА ТОКА КАНАЛА СКОРОСТИ АСИНХРОННОГО ЧАСТОТНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПО КРИТЕРИЮ ИНТЕГРАЛЬНОЙ КВАДРАТИЧНОЙ ОШИБКИ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Статья посвящена оптимизации контура тока канала скорости асинхронного частотного электропривода по критерию интегральной квадратичной ошибки.

The article is devoted to optimization of the current loop channel frequency speed asynchronous electric drive on the integral quadratic criterion of the error.

Ключевые слова: передаточная функция, регулятор, интегральная квадратичная ошибка.

Keywords: transfer function, the controller, integral quadratic error.

Методика оптимизации контура по критерию интегральной квадратичной ошибки состоит из нескольких этапов [1].

1. Находится в модифицированной Z -форме передаточная функция объекта $W_o(z, m)$.

2. Задается передаточная функция цифрового регулятора разомкнутой системы в виде многочлена:

$$D_{cs}(z) = k \cdot \frac{z^n + d_1 \cdot z^{n-1} + \dots + d_n}{(1 + d_1 + \dots + d_n) \cdot z^n} \cdot F_{ss}(z), \quad (1)$$

где $F_{ss}(z) = \frac{(z-1)^q}{z^q}$ – этот коэффициент появляется, когда в передаточной функции объекта есть q полюсов равных единице.

3. Находится изображение выходного сигнала

$$y(z, m) = x(z) \cdot D_{cs}(z) \cdot W_o(z, m). \quad (2)$$

4. По теореме об установившемся значении находится коэффициент k

$$\lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) \cdot y(z, 0) = 1. \quad (3)$$

5. Находится оригинал выходного сигнала

$$y((n + m) \cdot T) = \oint y(z, m) z^{n-1} dz. \quad (4)$$

6. Находится ошибка

$$e((n + m) \cdot T) = y((n + m) \cdot T) - x((n + m) \cdot T). \quad (5)$$

7. Находится интегральный квадратичный функционал ошибки

$$J = \int_0^{\infty} e^2(t) dt. \quad (6)$$

8. Из уравнений вида

$$\frac{\partial}{\partial d_i} J = 0 \quad (7)$$

находим коэффициенты d_i .

9. Находится передаточная функция цифрового регулятора замкнутой системы

$$D_{ss}(z) = \frac{D_{cs}(z)}{1 - D_{cs}(z) \cdot W(z, 0)}. \quad (8)$$

Применим изложенную методику для синтеза цифрового регулятора тока канала скорости асинхронного частотного электропривода (АЭП) с ориентацией по вектору потокосцепления ротора. Силовая часть АЭП представлена преобразователем частоты со звеном постоянного тока и асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором. В состав преобразователя частоты входят неуправляемый выпрямитель, Γ -образный LC фильтр и автономный инвертор напряжения, управляемый по закону широтно-импульсной модуляции.

Тогда передаточная функция объекта контура тока y в модифицированной Z -форме имеет вид:

$$W_{omy}(z, m) = \frac{z-1}{z} Z_m \left(\frac{1}{p} \cdot \frac{k_{oy}}{p + \frac{1}{\tau_e}} \right), \quad (9)$$

где $k_{oy} = \frac{1}{L_e} \cdot k_n \cdot k_{iy}$; k_{iy} – коэффициент обратной связи по току y ; k_n – коэффициент преобразователя частоты; L_e , τ_e – параметры модели асинхронного двигателя в относительных единицах [2]; $z = e^{\tau_0 p}$ – оператор; τ_0 – интервал дискретности в относительных единицах (интервал дискретности $\tau_0 = 0,314$ соответствует 1 мс).

После преобразований получаем

$$W_{omy}(z, m) = k_{oy1} \cdot \frac{(1 - z_1^m) \cdot z + (z_1^m - z_1)}{z - z_1}, \quad (10)$$

где $k_{oy1} = \frac{1}{r_e} \cdot k_n \cdot k_{iy}$; $z_1 = e^{\lambda_1 \tau_0}$; $\lambda_1 = -\frac{1}{\tau_e}$.

Передаточная функция регулятора тока в разомкнутой системе (1) примет следующий вид:

$$D_{cs}(z) = k \cdot \frac{z + d_1}{z \cdot (1 + d_1)}. \quad (11)$$

Следовательно, изображение выходной величины при скачке задания (2)

$$y(z, m) = \frac{z}{z - 1} \cdot k \cdot \frac{z + d_1}{z \cdot (1 + d_1)} \cdot k_{oy1} \cdot \frac{(1 - z_1^m) \cdot z + (z_1^m - z_1)}{z - z_1}. \quad (12)$$

По теореме об установившемся значении (3) находим

$$k = \frac{1}{k_{oy1}}. \quad (13)$$

Оригинал выходной величины (4)

$$y((n + m) \cdot \tau_0) = 1^{n-1} - z_1^m \cdot z_1^{n-1} \frac{z_1 + d_1}{(1 + d_1)}. \quad (14)$$

Тогда ошибка (5)

$$e((n + m) \cdot \tau_0) = z_1^m \cdot z_1^{n-1} \frac{z_1 + d_1}{(1 + d_1)}. \quad (15)$$

На нулевом интервале дискретности

$$e((0 + m) \cdot \tau_0) = 1 - \frac{1 - z_1^m}{(1 + d_1)}. \quad (16)$$

Функционал интегральной квадратичной ошибки (6)

$$J = \tau_0 \cdot \int_0^1 \left(1 - \frac{1 - z_1^m}{(1 + d_1)}\right)^2 dm + \tau_0 \cdot \frac{(z_1 + d_1)^2}{(1 + d_1)^2} \cdot \frac{1}{1 - z_1^2} \int_0^1 z_1^{2 \cdot m} dm. \quad (17)$$

Из (7) получаем

$$d_1 = \frac{1 - z_1}{1 - z_1 + 2 \cdot \lambda_1 \cdot \tau_0}. \quad (18)$$

В итоге передаточная функция цифрового регулятора тока y в замкнутой системе при оптимизации контура по критерию интегральной квадратичной ошибки примет вид:

$$W_{pTy}(z) = \frac{a_0 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_2}{z^2 + b_1 \cdot z + b_2}, \quad (19)$$

где $b_1 = -\frac{z_1 \cdot d_1 + 1}{1 + d_1}$; $b_2 = -\frac{d_1 \cdot (1 - z_1)}{1 + d_1}$; $a_0 = \frac{k}{1 + d_1}$; $a_1 = \frac{k \cdot (d_1 - z_1)}{1 + d_1}$; $a_2 = -\frac{k \cdot d_1 \cdot z_1}{1 + d_1}$.

В пакете *Matlab* были рассчитаны переходные процессы в контуре тока у канала скорости с цифровыми регуляторами, передаточные функции которых получены при настройке контура по критерию интегральной квадратичной ошибки и на дискретный аналог модульного оптимума методом трапеции [2] (рис. 1). В математической модели не учитывается влияние широтной импульсной модуляции и перекрестных связей между каналами регулирования на переходный процесс тока u .

В табл. 1 приведены показатели качества регулирования скорости (σ , % – перерегулирование, t_{max} – время максимума, $t_{рег}$ – время переходного процесса, τ_0 – интервал дискретности в относительных единицах ($\tau_0 = 0,314$ соответствует 1 мс)).

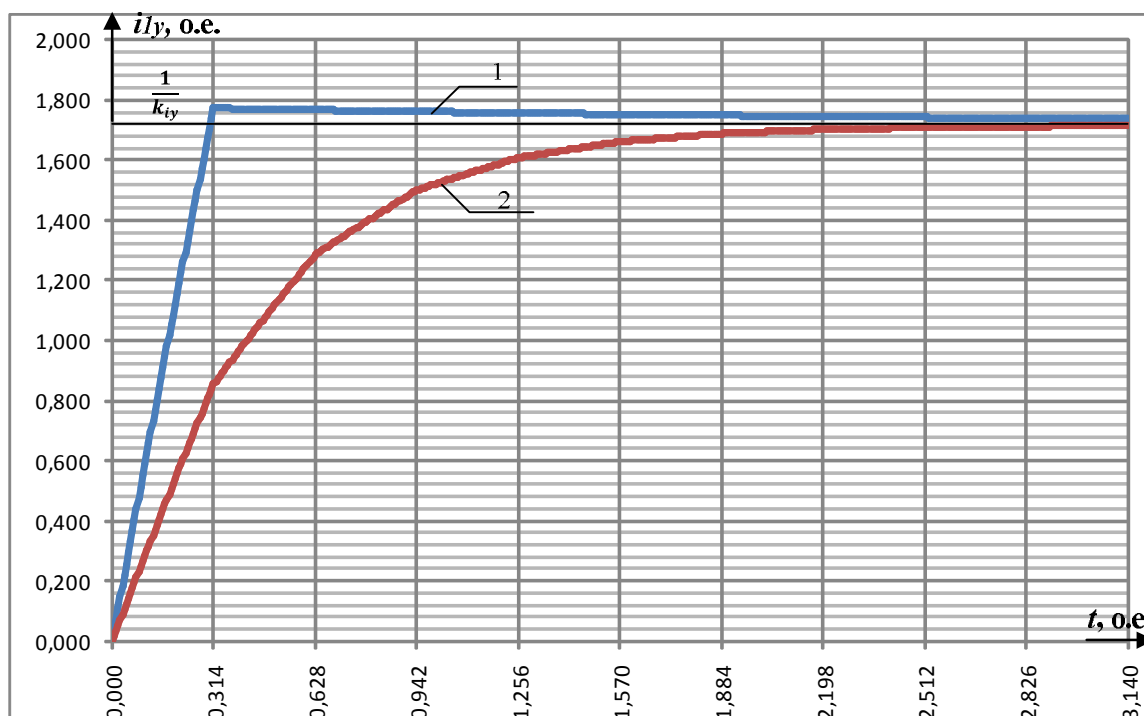


Рис. 1. Переходные процессы в контуре тока u :

1 – минимум интегральной квадратичной ошибки (ИКО); 2 – дискретный аналог модульного оптимума трапеции (ДАМО)

Таблица 1

Показатели качества регулирования в контуре тока u

Критерий	σ , %	t_{max}	$t_{рег}$
ИКО	3,37	τ_0	$5,84\tau_0$
ДАМО	0	-	$5,70\tau_0$

Из рис. 1 следует, что настройка контура тока на дискретный аналог модульного оптимума и на критерий минимизации интегральной квадратичной ошибки дает практически одинаковое время регулирования. При

оптимизации по критерию интегральной квадратичной ошибки контур тока обрабатывает ступенчатое задание с перерегулированием в 3,37%, при настройке на дискретный аналог модульного оптимума – без перерегулирования.

Библиографический список

1. Джури, Э. Импульсные системы автоматического регулирования: [пер. с англ.] под ред. Я.З. Цыпкина / Э. Джури. – М: Физматгиз, 1963. -463 с.
2. Слядзевская, К.П. Математическое описание и синтез алгоритмов регулирования асинхронного частотного электропривода на основе теории импульсных систем. Диссертация на соискание степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»– Н. Новгород: НГТУ, 14 декабря 2001. –202 с.

УДК 621.319.53

К.С. Степанов, Е.Н. Александрова, В.В. Гуляев, М.В. Наумов**ТОРМОЗНЫЕ РЕЖИМЫ ПРИ ВОЗБУЖДЕНИИ
АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННЫМ ТОКОМ**

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Рассмотрены вопросы получения тормозных режимов работы асинхронного вентильного каскада при параллельном и последовательном самовозбуждении. Приведены функциональные схемы расчёт и механические характеристики асинхронных двигателей в этих режимах.

The paper deals with obtaining the braking modes of asynchronous valve cascade with sequential and parallel-excitation. Given the functional schemes, calculation and mechanical characteristics of asynchronous motors in these modes.

Ключевые слова: тормозные режимы, механическая характеристика, самовозбуждение, постоянный ток ротора.

Keywords: brake modes, mechanical characteristics, self-excitation, DC rotor.

Тормозные режимы работы асинхронных двигателей достаточно широко применяются в электроприводах подъёмно-транспортных механизмов [1].

При отключении статора вращающегося асинхронного двигателя (АД) от трехфазной сети и подаче в его обмотки постоянного (выпрямленного) тока асинхронная машина переходит в режим трехфазного генератора. Вырабатываемая в цепи ротора мощность после выпрямления инвертируется сетевым блоком в сеть. Этому тормозному режиму в осях « $\omega - M$ » соответствует II-ой квадрант ($M - \omega$). Регулирование величины тормозного момента может осуществляться как изменением значения постоянного тока, так и углом инвертирования β_c сетевой группы вентилей. Возможно несколько схемных решений тормозных режимов при возбуждении АД постоянным током.

При независимом возбуждении необходим низковольтный источник постоянного тока с достаточно сглаженным выходным напряжением. Это повышает первоначальные затраты и массогабаритные показатели привода.

При параллельном самовозбуждении ток в обмотку статора подается из цепи выпрямленного тока асинхронного вентильного каскада (АВК). Начальный ток возбуждения при переводе привода из двигательного режима в тормозной создается сетевой группой вентилей, переводимой с

этой целью из инверторного режима в выпрямительный до начала самовозбуждения АД.

Разновидностью схемы является схема торможения АВК с возбуждением АД от тиристорного регулятора напряжения (рис. 1). В этой схеме дополнительный тиристорный регулятор VS , собранный по трехфазной нулевой схеме, совместно с катодной группой инвертора $VD2$ образуют несимметричный мост.

Вентили VS работают с $\alpha = \text{const}$, а угол управления вентилей катодной группы поддерживает на необходимом уровне выпрямленный ток.

При последовательном самовозбуждении дополнительные вентили отсутствуют и две обмотки статора включаются последовательно в цепь постоянного тока ротора. При этом этот ток можно регулировать изменяя угол коммутации тиристор инвертора (рис 2.). Асинхронная машина переходит в генераторный режим и в принципе может выдавать мощность в сеть.

Это можно использовать в нагружающих устройствах ДВС и других установках для преобразования механической энергии вращения - в электрическую [1, 2].

Рассмотрим как можно рассчитать механическую характеристику АВК при возбуждении АД постоянным током.

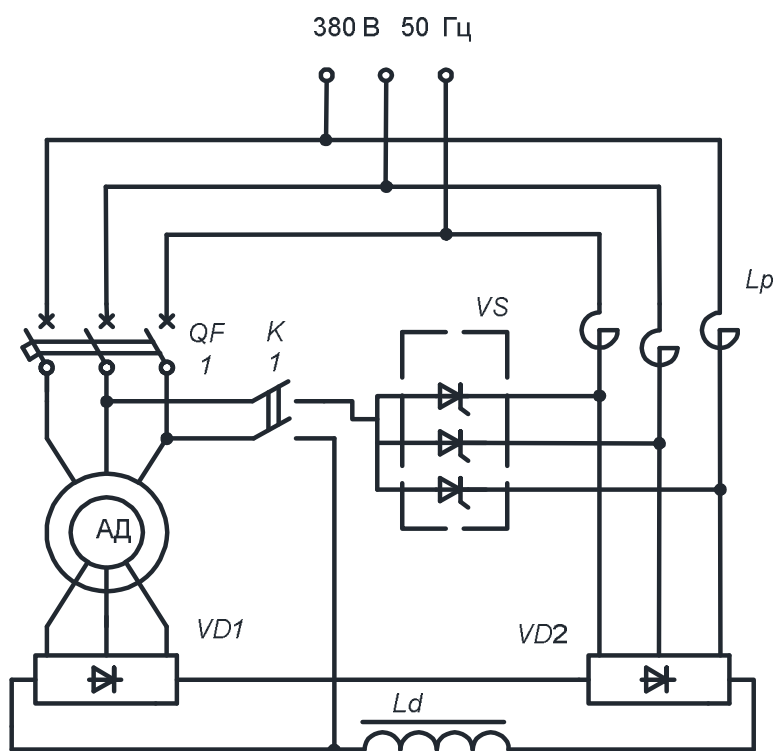


Рис. 1. Схема торможения АВК с возбуждением от тиристорного регулятора напряжения

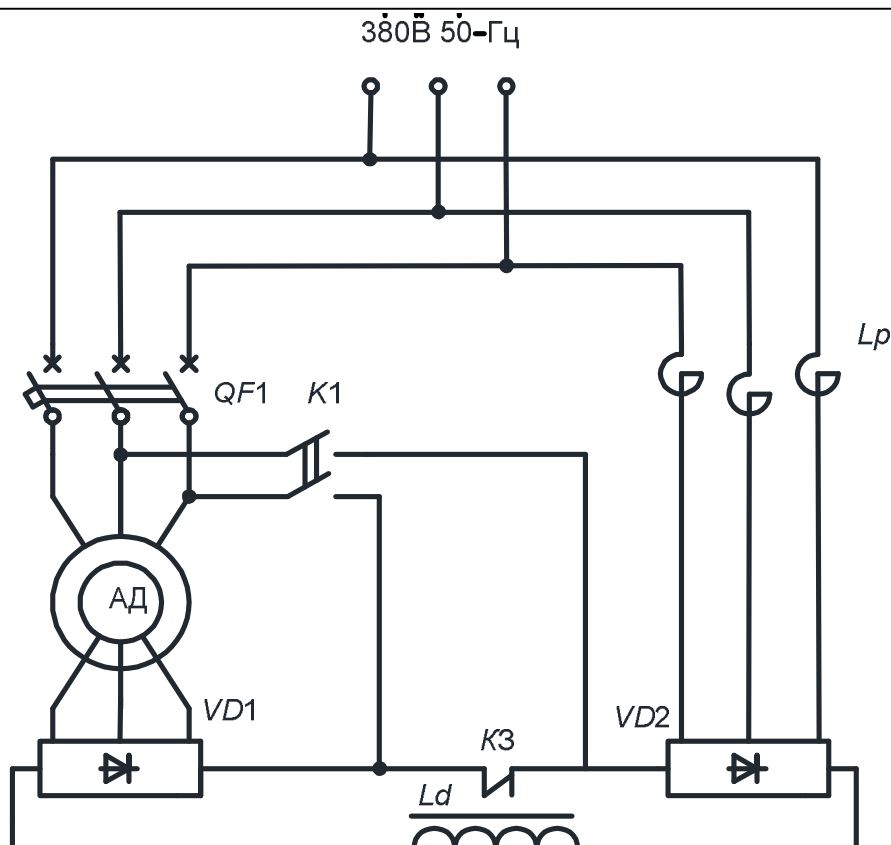


Рис. 2. Схема торможения АВК с последовательным самовозбуждением

Механические характеристики АВК в тормозных режимах при возбуждении АД постоянным током определяются решением следующей системой уравнений:

- зависимости момента M от выпрямленного тока ротора I_d ;
- зависимости скольжения S от выпрямленного тока ротора;
- нелинейные зависимости ЭДС E_1 и индуктивного сопротивления контура намагничивания χ_μ от тока намагничивания I_μ , определяемые кривой намагничивания асинхронной машины.

Для получения универсальных характеристик параметры элементов схемы берутся в относительных единицах. В качестве базисных величин приняты:

- $I_\delta = I_{1н}$ - номинальный фазный ток статора АД;
- $U_\delta = U_{1н}$ - номинальное фазное напряжение статора АД;
- $Z = \frac{U_\delta}{I_\delta} = \frac{U_n}{I_n}$ - сопротивление статора;
- $\omega_\delta = \omega_{1н}$ - синхронная угловая частота АД;
- $M_\delta = \frac{E_p^2}{2\omega_\delta \chi_p'} = \left(\frac{\sqrt{3}U_1}{K_e}\right)^2 / 2\omega_\delta \chi_p'$ - базисная величина момента;

где $E_p = \frac{\sqrt{3}U_1}{K_e}$ - линейная номинальная ЭДС ротора;

- χ_p' - индуктивное сопротивление фазы, приведенное к ротору;

- K_e – коэффициент трансформации напряжений АД.

Действующее значение переменного тока в обмотках статора эквивалентное постоянному току, равно

$$I_{\text{экв}}^2 = I_p'^2 + 2I_p' \cdot I_\mu \cdot \sin\varphi_2 + I_M^2. \quad (1)$$

Учитывая, что $\sin\varphi_2 = \sqrt{\chi \cdot K_e \frac{I_d}{\sqrt{6} \cdot E_1}}$, и $I_p' \approx \frac{1}{K_e} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$,

имеем:

$$I_{\text{экв}}' = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{K_e^2} I_d^2 + 2 \frac{1}{K_e} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d I_\mu \sqrt{\frac{\chi_2 I_d K_e}{\sqrt{6} \cdot E_1}} + I_\mu^2 \quad (2)$$

где I_p' – фазный ток ротора, приведенный к статору; φ_2 – угол между E_p' и I_p' ; E_1 – фазная ЭДС статора АД.

Введем относительные величины. Тогда уравнение (2) запишется в виде

$$I_{\text{экв}}'^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{K_e^2} I_d^{*2} + 2 \frac{1}{K_e} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d^* I_\mu^* \sqrt{\frac{\chi_p^* I_d^*}{\sqrt{6} \cdot E_p^* K_e}} + I_\mu^{*2}, \quad (3)$$

где

$$\chi_p^* = \frac{\chi_2 K_e^2}{Z_\delta} = \frac{\chi_2 K_e^2 \cdot I_{1H}}{U_{1H}}.$$

Эквивалентный ток определяется $I_{\text{экв}}^* = K_{cx} I_{d1}^*$.

Для торможения АВК с параллельным самовозбуждением АД выражение (3) будет иметь вид:

$$K_{cx}^2 I_{d1}^{*2} = \frac{2}{3} \frac{1}{K_e^2} I_d^{*2} + \frac{2}{K_e} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d^* I_\mu^* \sqrt{\frac{\chi_p^* I_d^*}{\sqrt{6} \cdot E_1 K_e}} + I_\mu^{*2}. \quad (4)$$

Для варианта торможения АВК с последовательным самовозбуждением АВК выражение (3) примет вид:

$$K_{cx}^2 I_d^{*2} = \frac{2}{3} \frac{1}{K_e^2} I_d^{*2} + \frac{2}{K_e} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d^* I_\mu^* \sqrt{\frac{\chi_p^* I_d^*}{\sqrt{6} \cdot E_1 K_e}} + I_\mu^{*2}, \quad (5)$$

где K_{cx} – коэффициент схемы соединений обмоток статора, определяющий соотношения между эквивалентными по намагничивающей силе переменным током $I_{\text{экв}}$ и постоянным током возбуждения статора I_{d1} .

Следует отметить, что в схеме АВК с последовательным самовозбуждением АД ток возбуждения статора равен выпрямленному току ротора ($I_{d1} = I_d$).

Зависимость электромагнитного момента асинхронной машины определяется формулой:

$$M = \frac{K_1}{\omega_c} \left(\frac{\sqrt{3}}{K_e} \cdot E_1 I_d - \frac{\sqrt{2}}{2} \chi_2 I_d^2 \right), \quad (6)$$

или в относительных единицах

$$M^* = \frac{2K_1\chi_p}{E_p^2} \left(\frac{\sqrt{3}}{K_e} \cdot E_1 I_d - \frac{\sqrt{2}}{2} \chi_2 I_d^2 \right). \quad (7)$$

Учитывая, что $E_p = \sqrt{3} \cdot \frac{U_{1н.}}{K_e}$, $\chi_p^{*1} = \chi_1^{*1} + \chi_2^{*1}$ и проведя преобразования по формуле 7 можно получить зависимость $M(I_d)$ в относительных единицах в виде выражения

$$M^* = \frac{\sqrt{2}K_1(\chi_1^{*1} + \chi_2^{*1})}{3K_e^2} (\sqrt{6}K_e E_1 I_d^* - \chi_1^{*1} I_d^{*2}), \quad (8)$$

где $KI = 1,35$ - коэффициент выпрямления роторной группы вентильного преобразователя для мостовой схемы.

Зависимость скольжения от выпрямленного тока ротора в режиме торможения АВК с независимым возбуждением и с последовательным самовозбуждением АД легко вывести из основного уравнения ЭДС цепи ротора.

Учитывая, что

$$E_{dp} = \frac{\sqrt{3}K_1 E_1 S}{K_e};$$

$$E_{du} = \sqrt{3}K_2 U_{инв} \cos \beta; R_{\text{э}} = R_{\text{э}1} + \frac{m\chi_2}{2\pi} = S,$$

получим

$$\frac{\sqrt{3}K_1 E_1 S}{K_e} = \sqrt{3}K_2 U_{инв} \cos \beta + I_d R_{\text{э}1} + I_d \frac{m\chi_2}{2\pi}, \quad (9)$$

где K_1, K_2 – коэффициенты выпрямления роторного выпрямителя и сетевого инвертора (для трехфазной мостовой схемы $K_1 = K_2 = 1,35$);

$U_{инв}$ – фазное напряжение питания сетевого инвертора;

m – число фаз выпрямления сетевого инвертора (для трехфазной мостовой схемы $m = 6$);

$R_{\text{э}1}$ – эквивалентное сопротивление схемы замещения АВК без учета сопротивления, обусловленного перекрытием анодов роторной группы вентиляей.

Величина $R_{\text{э}1}$ определяется по формуле

$$R_{\text{э}1} = r_c K_e^2 + 2r_2 + \frac{m\chi_T}{2\pi} + 2r_1 + r_{cd}, \quad (10)$$

где r_c - результирующее активное сопротивление статора.

Следует заметить, что при расчете статических характеристик динамического торможения АВК с независимым возбуждением в выражении 10 отсутствует член $r_c K_e^2$, так как ток I_d в этом режиме по r_c не протекает.

Переходя к относительным величинам и проведя преобразования можно получить зависимость $I_d^*(S)$ при торможении с последовательным независимым возбуждением

$$I_d^* = \frac{\sqrt{3}K_1 E_1^* 6 - \sqrt{3}K_e U_{ин6}^* \cos \beta K_1}{\frac{R_{\partial 1}^*}{K_e} + \frac{m\chi_2^* S}{2\pi K_e}}, \quad (11)$$

или в более удобном виде зависимость

$$S = \frac{\sqrt{3}K_1 K_e U_{ин6}^* \cos \beta + \frac{R_{\partial 1}^* I_d^*}{K_e}}{\sqrt{3}K_1 E_1^* - \frac{3\chi_2^* I_d^*}{\pi K_e}} = \frac{\sqrt{3}K_1 K_e^2 U_{ин6}^* \cos \beta + R_{\partial 1}^* I_d^*}{\sqrt{3}K_1 K_2 E_1^* - \frac{3\chi_2^* I_d^*}{\pi}}. \quad (12)$$

Зависимость $s(I_d)$ в тормозном режиме АВК при параллельном самовозбуждении асинхронной машины выводится на основе первого и второго законов Кирхгофа. Для этого нужно решить систему уравнений 13.

$$\begin{cases} E_{dp} = (2r_2 - r_{cd})I_d + \frac{m\chi_2 S I_d}{2\pi} + r_{CT} \cdot I_{d1} \\ E_{dp} = (2r_2 - r_{cd})I_d + \frac{m\chi_2 S I_d}{2\pi} + r_{CT} \cdot I_{d1} + E_{du} + \left(2r_2 + \frac{m\chi_T}{2\pi}\right) I_{d2} \\ I_d = I_{d1} + I_{d2} \end{cases} \quad (13)$$

После некоторых преобразований имеем

$$I_d^* = \frac{S(AE_1^* - CI_d^*)(H+D) - BI_d^*(H+D) - DE_{du}^*}{HD}. \quad (14)$$

В более удобной форме зависимость $s(I_d^*)$ примет вид

$$S = \frac{HDI_d^* + BI_d^*(H+D) + DE_{du}^*}{(AE_1^* - CI_d^*)(H+D)}. \quad (15)$$

Таким образом уравнения 3, 8 и, в зависимости от возбуждения, 12 или 15, составляют систему, при помощи которой можно рассчитать механические характеристики тормозных режимов АВК при возбуждении АД постоянным током.

Анализ кривых рис.3 и 4 показывает, что в ненасыщенном состоянии АД механические характеристики мягкие, так как проявляется размагничивающее действие реакции ротора. При насыщении магнитной системы жесткость характеристик выше, но и здесь она несколько ниже, чем у АД с короткозамкнутым ротором за счет дополнительного падения напряжения в цепи выпрямленного тока.

Приведенные на рис. 3 и 4 расчетные механические характеристики тормозных режимов работы АВК на базе АД мощностью 1.4 кВт и 110 кВт позволяют сделать следующее заключение. При независимом возбуж-

дении максимальный тормозной момент пропорционален эквивалентному току и механические характеристики при снижении β_c смещаются в область больших скольжений. В режиме параллельного самовозбуждения величина критического тормозного момента возрастает при снижении β_c и росте скольжения. Это объясняется возрастанием значения магнитного потока. Аналогично при последовательном самовозбуждении. При этом механические характеристики отличаются наибольшей жесткостью.

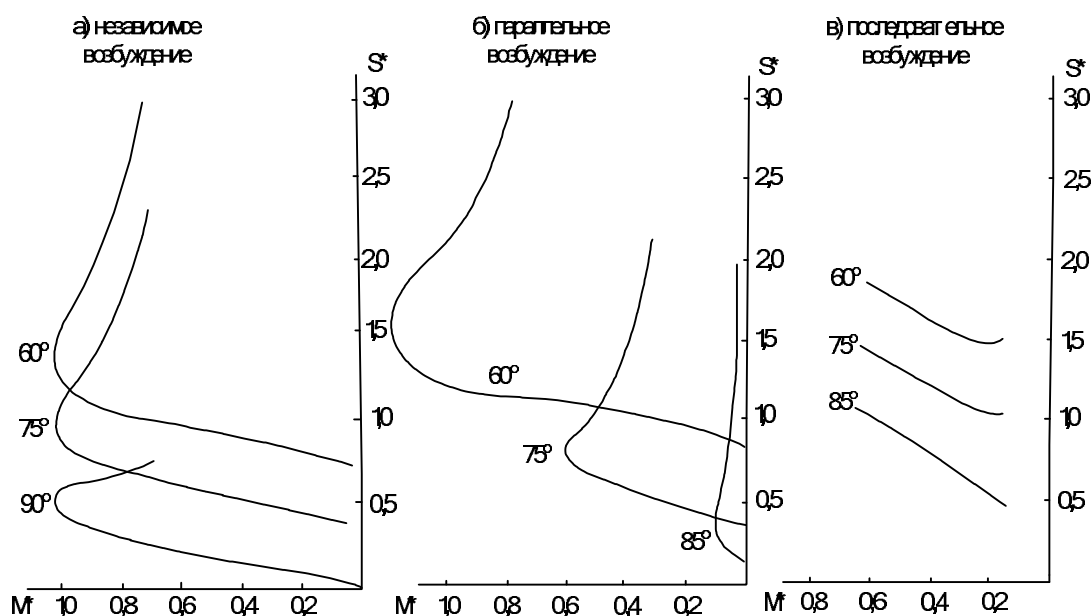


Рис. 3. Механические характеристики торможения
(Двигатель МТ-011-6, $P_{II}=1,4$ кВт)

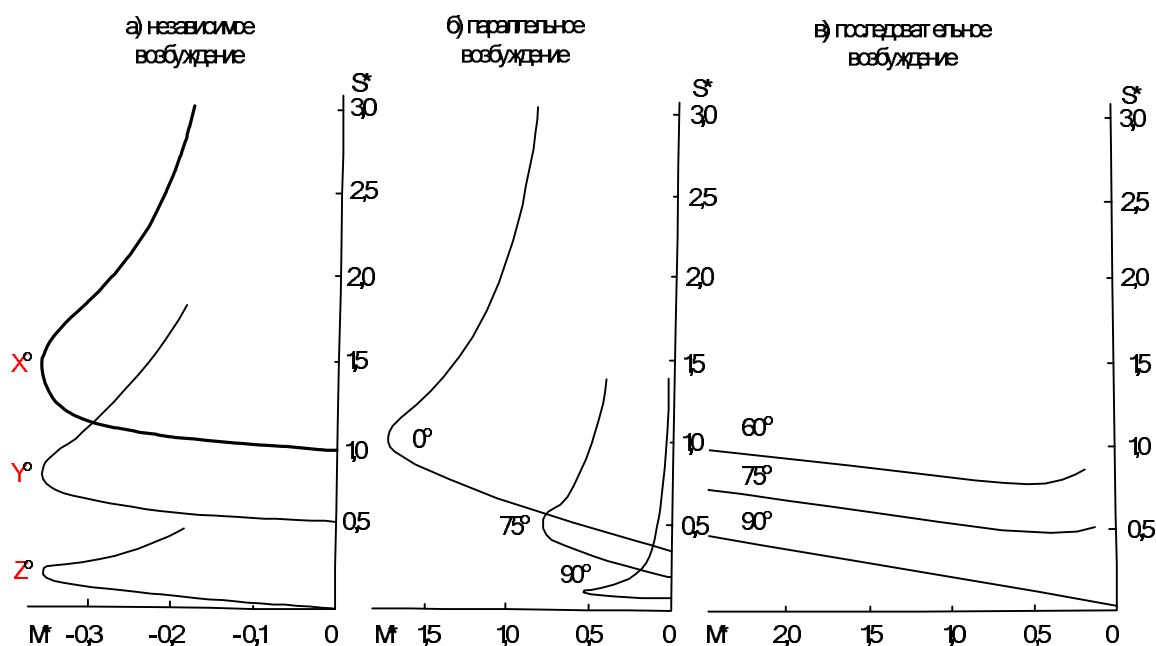


Рис. 4. Механические характеристики торможения
(Двигатель 4AMK250M4У3, $P_{II}=110$ кВт)

Характер механических характеристик АВК зависит от схемы возбуждения АД постоянным током и одинаков в пределах одного способа возбуждения для приводов различной мощности.

Выводы

1. Рассмотрены способы получения тормозных режимов АВК при возбуждении АД трехфазным переменным и постоянным токами. Предложены новые оригинальные схемные решения получения тормозных режимов АВК при возбуждении АД постоянным током, защищенные тремя авторскими свидетельствами.

2. Разработана методика расчета универсальных механических характеристик тормозных режимов АВК при различных способах возбуждения АД постоянным током (независимое, параллельное, последовательное) с учетом степени насыщения магнитной цепи двигателя.

3. Приведены основные показатели механических характеристик тормозных режимов АВК (жесткость, перегрузочная способность).

Библиографический список

1. **Степанов, К. С.** Асинхронный вентильный каскад с микропроцессорным управлением в тормозных режимах : автореферат дис. ... кандидата технических наук : 05.09.03 / Нижегород. политехн. ин-т. - Нижний Новгород, 1990. - 18 с.
2. Авторское свидетельство СССР №127036 (БИ №47, стр. 277, 1986г.)

УДК 621.337.41

М.Е. Юрлов, И.В. Багрецов, Т.Х. Абузяров, В.В. Соколов

ДВУХЗОННЫЙ ТЯГОВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Статья посвящена разработке микропроцессорной системы управления с двухзонным регулированием тягового электропривода.

The article is devoted to the development of microprocessor control systems with two-zone regulation traction electric drive.

Ключевые слова: система управления электроприводом, электропривод с двухзонным регулированием, тяговый электропривод, транзисторный преобразователь, STM32, моделирование микропроцессорных устройств.

Keywords: control system for electric drive, electric drive with two-zone control, electric traction, transistorized inverter, STM32, modeling microprocessor-based devices.

Тяговый электропривод – это привод, предназначенный для движения транспортных средств. Такой двигатель отличается от обычного условиями эксплуатации, которые заметно жёстче. Это режимы работы (кратковременный, повторно-кратковременный, частые пуски) в свою очередь они сочетаются с высокими вибронагрузками, и перегрузками по току (в моменты трогания), кратность которого составляет два, а то и три номинала. Работа в таких условиях зачастую ведет к перегревам в пиках, что повышает требования к изоляции.

К сегодняшнему дню заметно вырос интерес и внимание к автомобилям на электротяге. Это перспективная развивающаяся тема, которая включает в себя множество вопросов: от самых общих, таких, как источник питания, до тонкостей и мелочей, свойственных машинам данного класса. В статье будет освещен вопрос об одном из основных узлов электрокаров – тяговый электродвигатель и его система управления.

Особенность работы тягового двигателя в транспорте, как ранее упоминалось, заключается в высоком моменте трогания. В таких случаях применяются электродвигатели постоянного тока с последовательным возбуждением. Он имеет высокий пусковой ток и пусковой момент. Подобные двигатели можно встретить на большинстве тепловозов, трамваях, троллейбусах и метро. Также в современных гибридных автомобилях можно встретить двигатель постоянного тока с независимым возбуждением, например, *Nissan Micra*. В таких двигателях по сравнению с первым больше возможностей по реализации регулирования, т.к. обмотка возбуж-

дения питается отдельно, давая возможность регулирования во второй зоне (выше номинальной скорости).

В настоящее время прогресс в области электронных и информационных технологий изменяет подход к проектированию систем управления электроприводами, в связи с этим меняется и элементная база. Появление мощных, полностью управляемых полевых *MOSFET* и биполярных транзисторов с изолированным затвором (*IGBT*) в свою очередь повлияло на развитие преобразовательной техники и расширение сфер применения регулируемых электроприводов. Ещё одним фактором развития и расширения области применения регулируемого электропривода стало создание однокристальных микроконтроллеров. Их мощности с каждым годом возрастают, а габариты уменьшаются.

Управляющие системы электроприводов в все больше уходят от классических и громоздких аналоговых систем регулирования, строящихся на операционных усилителях, и переходят к цифровым, миниатюрным системам на микроконтроллерах. Для реализации цифровой системы управления электропривода с высоким быстродействием требуется высокая производительность микроконтроллеров. Это обусловлено работой с математическими выражениями, содержащими переменные с плавающей точкой. Вычисления с такими числами занимают большое количество тактов. Микроконтроллеры с низкой разрядностью и тактовой частотой часто не успевают рассчитать регуляторы и выдать результат за один такт несущей частоты силового преобразователя.

С появлением *ARM*-микроконтроллеров появились и возможности построения замкнутых многоконтурных систем регулирования с высоким быстродействием. К числу производителей таких контроллеров относится и компания *STMicroelectronics*, семейство *STM32* которой, стало первым ее семейством микроконтроллеров, выполненных на основе нового ЦПУ *ARM Cortex-M3*. Область микропроцессорных систем управления, предназначенная для управления двигателями, получила специальное название *Motor Control*. Они имеют в составе микроконтроллера специализированные таймеры, работающие в режиме ШИМ. Также немало важен и АЦП, входящий в состав микроконтроллера, который оказывает влияние на максимальное быстродействие и точность ввода сигналов с датчиков.

Целью данной работы является создание цифровой системы управления с двухзонным регулированием. В роли тягового электропривода использовался двигатель постоянного тока с независимым возбуждением от *Nissan Micra*, мощностью 3 кВт и номинальным напряжением 42 В.

Структурная схема блока управления электроприводом приведена на рис. 1. В состав блока входят следующие узлы и модули:

- фильтр;
- дискретный датчик напряжения питания (ДДНП);

- схема пуска блока;
- силовой модуль:
 - силовой модуль якорной цепи;
 - силовой модуль обмотки возбуждения;
 - датчики тока (ДТОВ и ДТЯЦ) и напряжения (ДНЯЦ);
 - источники питания драйверов силовых модулей (ИП);
- модуль управления:
 - микроконтроллер *STM32L152*;
 - узел дифференциальных усилителей (УДУ);
 - узел усиления дискретных сигналов (УУДС);
 - источник питания модуля управления.

Принцип работы системы управления

В первый момент после подачи напряжения с АКБ включается модуль управления. Далее для включения ЭП в работу нажимается соответствующая кнопка на модуле задания управляющих импульсов. Этот сигнал приходит на УУДС и микроконтроллер (МК) выдаёт сигнал на заряд фильтра, при этом замыкаются контакты реле *KL* и фильтр заряжается через резистор *R*. По достижению напряжения уставки ДДНП выдает сигнал, после которого МК включает контактор *KM*.

Номинальное напряжение подводится к силовому модулю, и система работает в режиме ожидания задания. После получения соответствующего сигнала МК считывает задание из регистра АЦП, производя расчеты регуляторов.

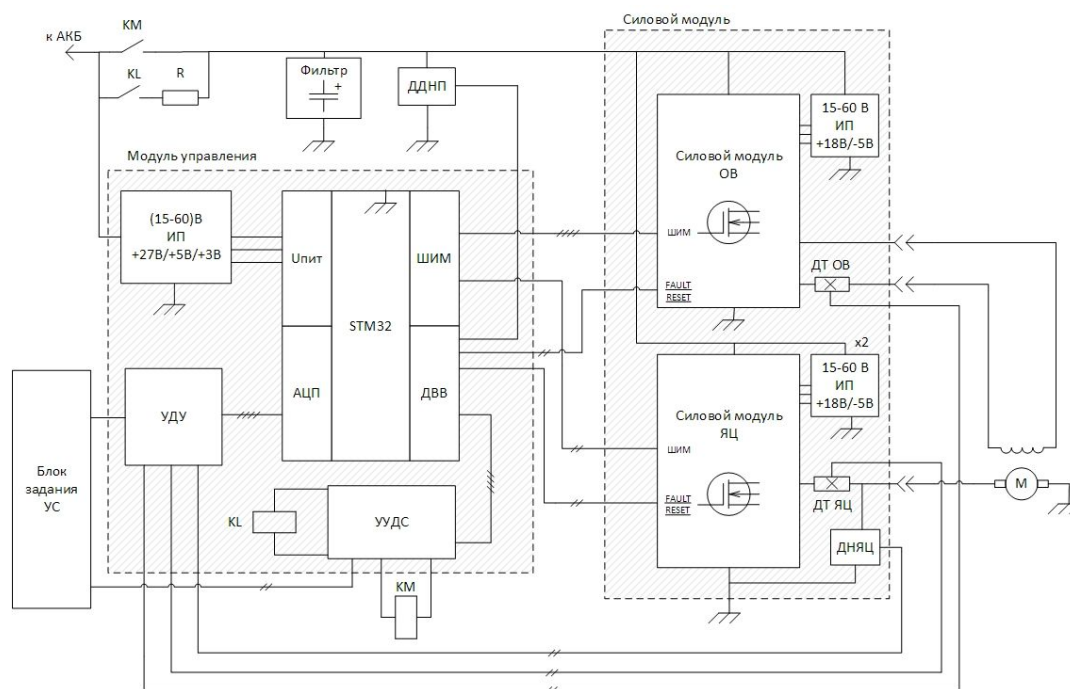


Рис. 1. Структурная схема системы управления электропривода

После того как регуляторы будут рассчитаны, эти значения поступают на внутренний таймер, работающий в режиме ШИМ. Сигналы управления транзисторами с таймеров поступают на драйверы управления транзисторами. Ток и напряжение ЯЦ отслеживаются по датчикам на элементах Холла, компенсационного типа. Ток ОВ отслеживается датчиком тока с прямым усилением на элементе Холла. Применение таких датчиков гальванически развязывает силовую и управляющую схемы. Сигналы с датчиков поступают на узел дифференциального усиления (УДУ). УДУ позволяет избежать синфазных помех и, как следствие, увеличить качество регулирования, а также организовать требуемое смещение и масштабирование сигналов с датчиков.

Драйверы построены на микросхемах *HCPL316J*, имеющих гальваническую развязку, выполненную на оптопаре. Драйвера питаются от своих источников питания с гальванической развязкой. Таким образом, осуществляется управление транзисторами со скважностью до 100%. Драйвера имеют также схему защиты транзисторов, отслеживая падение напряжения на сток-исток, в случае достижения этого значения до 7 В работа драйвера блокируется и формируется сигнал аварии. Этот сигнал поступает на МК, который снимает управление с транзисторов.

Якорная цепь управляется от стойки полевых транзисторов с возможностью рекуперации. Реверс осуществляется по полю. Обмотка возбуждения включена по мостовой схеме с фазоимпульсным управлением.

Переход во вторую зону происходит при достижении отслеживаемого напряжения якорной цепи до напряжения уставки, что составляет примерно 95% от номинального напряжения. При этом осуществляется ослабление поля с условием поддержания данного напряжения. В случае снижения напряжения восстанавливается номинальный ток возбуждения. Ток обмотки возбуждения ограничен по нижней границе в районе 20% от номинального и номинальным значения в верхней границе. При задании номинального значения тока возбуждения двигатель работает в первой зоне с ограничением тока якоря на значении двух номиналов.

Моделирование двухзонного электропривода в пакете *Matlab Simulink*

Наиболее общей и сложной системой электропривода постоянного тока является двухзонный реверсивный вентильный электропривод с зависимым управлением потоком возбуждения двигателя и задатчиком интенсивности на входе системы регулирования. На рис. 2 приведена структурная схема многоконтурной системы электропривода постоянного тока с подчиненным регулированием параметров. Учтена также оптимизация задатчика интенсивности, обеспечивающая снижение темпа изменения скорости по мере ослабления поля двигателя.

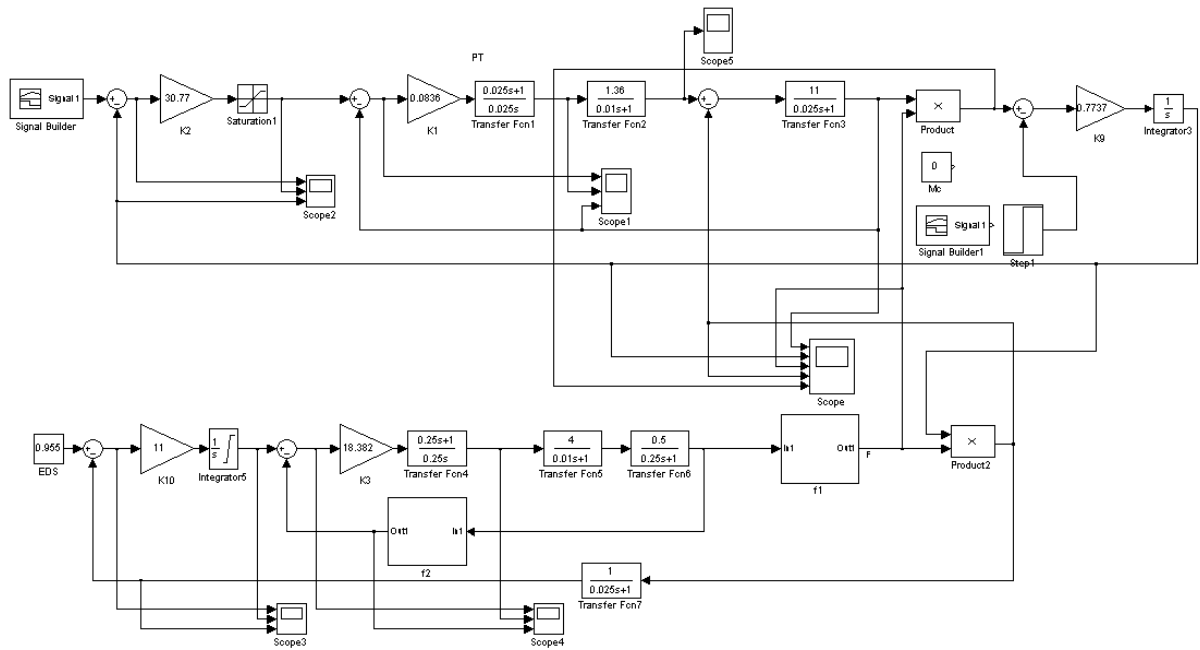


Рис. 2. Модель двухзонного электропривода с поддержанием постоянства ЭДС двигателя во второй зоне, с помощью контура ЭДС

Непосредственное измерения потока двигателя затруднительно, поэтому обычно его измеряют косвенным методом по току возбуждения. Нелинейность зависимости потока двигателя от тока возбуждения учитывают включением нелинейного звена в канале обратной связи. При построении цифровой модели, с целью сокращения числа уравнений, полагаем наличие датчика потока двигателя. В опыте промежуток времени $0 < t < 0.15$ с отводится на возникновение магнитного потока в контуре потока. В момент времени $t = 0.15$ с подается сигнал на ток, равный двум номиналам, так как в контуре тока присутствует нарастающее возмущение в виде ЭДС двигателя (которая вычитается из ЭДС преобразователя якорной цепи), во время пуска наблюдается статическая ошибка (ПИ регулятор дает астатизм по возмущению первого порядка, при постоянном возмущении). В момент времени $t = 1.5$ с к двигателю скачком прикладывается момент $M_c = 0.4$ Мн, что вызывает увеличение тока якоря, до значения близкого к двум. При достижении номинальной скорости ЭДС с небольшим перерегулированием устанавливается на номинальном уровне, соответствующем $0.95 U_n$. Таким образом, возмущение (ЭДС двигателя) в контуре тока якоря становится постоянным, и ошибка задания на ток становится равной нулю (астатизм по возмущению первого порядка). При работе во второй зоне ЭДС поддерживается, постоянной поток уменьшается с ростом скорости и так как значение тока якоря равно номинальному, момент двигателя также уменьшается, пока не достигнет значения,

равного статическому моменту нагрузки. Скорость при этом устанавливается на уровне $\sim 3\omega_{\text{ном}}$. Осциллограммы модели приведены на рисунке 3.

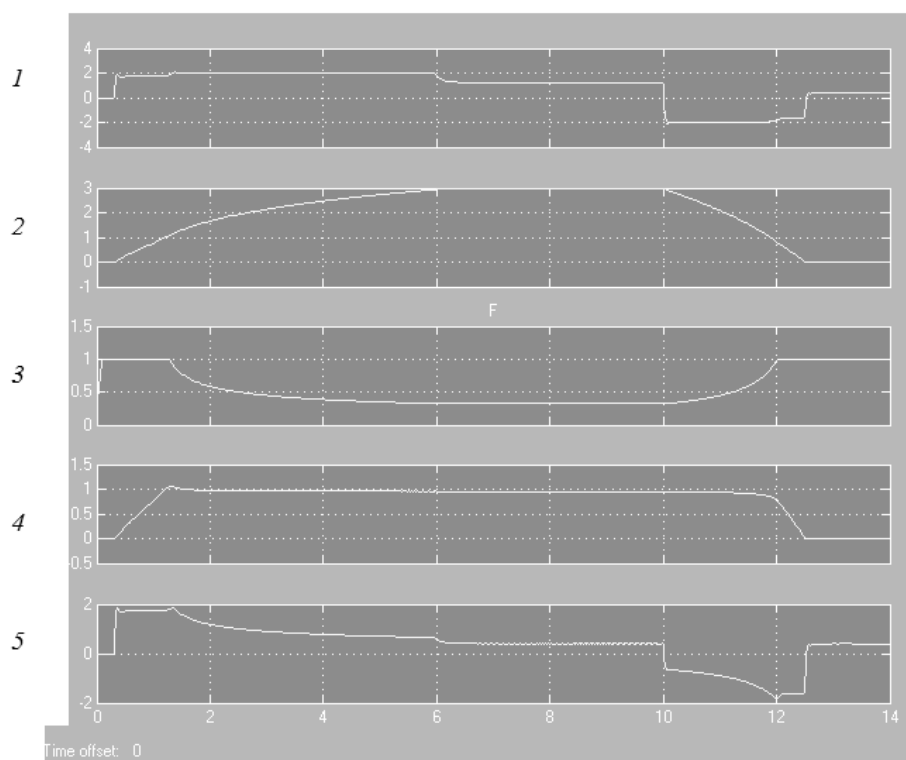


Рис. 3. Осциллограммы в относительных единицах модели двухзонного электропривода с поддержанием постоянства ЭДС двигателя во второй зоне, с помощью контура ЭДС:

1 – ток якоря; *2* – скорость; *3* – поток; *4* – ЭДС двигателя; *5* – момент.

Библиографический список

1. STM32 32-bit ARM Cortex MCUs. [Электронный ресурс]. – URL: http://www.st.com/content/st_com/en/products/microcontrollers/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus.html?querycriteria=productId=SC1169
2. **Анучин А.С.** Системы управления электроприводов: учебник для вузов / А.С. Анучин. - М.: Издательский дом МЭИ, 2015. -373 с.: ил.
3. **Мелешин, В.И.** Транзисторная преобразовательная техника/ В.И. Мелешин; – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
4. **Онищенко, Г.Б.** Теория электропривода: учебник/ Г.Б. Онищенко – М.:ООО «Образование и исследование», 2013. – 352 с.

УДК 621.3

Д.А. Бадугин, Е.В. Бычков, Е.А. Ершова,
В.Л. Мельников, В.В. Соколов

ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ОПЕРАТИВНЫХ ЛЕБЕДОК НА РЕЧНЫХ СУДАХ ТЕХНИЧЕСКОГО ФЛОТА

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Статья посвящена модернизации электрооборудования оперативных лебедок на речных судах технического флота. Значительная часть электроприводов оперативных лебедок, находящихся в эксплуатации, к настоящему времени исчерпали свой ресурс и морально устарели. Предлагается два варианта модернизации. Один из них – на основе частотно-регулируемого электропривода. Рассматриваются особенности конфигурирования и настройки параметров электрооборудования.

The article focuses on modernization of electric equipment operating winches on river vessels of technical fleet. A significant part of the drives operating winches in operation, by now exhausted and obsolete. It is proposed two options for the modernization. One of them is based on frequency-regulated electric drive. Discusses the features of the configuration and parameter settings of the electrical equipment.

Ключевые слова: оперативные лебедки, речные суда технического флота, земснаряд, частотно-регулируемый электропривод, преобразователь частоты, асинхронный двигатель.

Keywords: operational winch, river service vessels, dredger, variable frequency drive, frequency Converter, asynchronous motor.

В настоящее время практически все системы регулируемого электропривода оперативных лебедок, работающие на судах технического флота России, были спроектированы еще в СССР или за рубежом (ГДР, ЧССР) и сданы в эксплуатацию в 70 - 80 годы, т.е. 30 и более лет назад. Исполнительный двигатель в этих системах – двигатель постоянного тока. Силовые преобразователи – тиристорные, ведомые сетью или широтно-импульсные с искусственной коммутацией.

На данный момент эти системы электропривода морально устарели и физически изнашивались (выработали гарантированный заводом-изготовителем ресурс), что приводит к снижению надежности электрооборудования (частым поломкам, простоям), т.к. имеющийся ЗИП силовых тиристоров, быстродействующих предохранителей, плат управления практически исчерпан. Механическая часть оперативных лебедок – редуктор, барабан, муфты расцепления и тормоза – находятся в хорошем со-

стоянии, поэтому замене (модернизации) подлежит только электрооборудование [2].

Возможны два варианта модернизации [3,4,5]. Первый вариант предполагает замену только преобразователя с сохранением двигателя постоянного тока в качестве исполнительного. Во втором варианте заменяется вся система электропривода постоянного тока на систему переменного тока. В качестве исполнительного двигателя в новой системе предлагается асинхронный короткозамкнутый двигатель, а в качестве силового преобразователя – современный преобразователь частоты на силовых транзисторах (IGBT) [1], сертифицированный для применения на судах речного и морского плавания.

Весной 2011 года проведена полная модернизация электрооборудования систем регулируемого электропривода оперативных лебедок: становой ($P_{эд} = 45$ кВт) и четырех папильонажных ($P_{эд} = 24$ кВт) земснаряда «Инженер Иваницкий» (рис.1), построенного в ЧССР в 1986 году. Следует особо отметить, что органы управления и измерительные приборы на пульте, режимы работы лебедок сохранились прежними, т.е. не изменились. Монтаж нового оборудования выполнен в имеющихся шкафах электроавтоматики (рис.7). Контрольные и силовые кабели использованы только из имеющихся.



Рис. 1. Земснаряд «Инженер Иваницкий»

Исполнительные асинхронные двигатели морского исполнения (У1) по мощности были выбраны с небольшим запасом (следующие по шкале мощностей) и оснащены независимой вентиляцией, необходимой при глубоком регулировании скорости. Преобразователи частоты на 55кВт и 30кВт соответственно, фирмы Schneider Electric [1] сконфигурированы для всех четырех режимов работы:

1. «Ручное управление» - двухзонное регулирование скорости (0 – 2Ωн).
2. «Автоматическое управление» - поддержание момента (0 - Мн).
3. «Торможение» - динамическое торможение.
4. «Отторможено» - расцепление редуктора от барабана.

При конфигурировании преобразователей частоты в возможных режимах работы оперативных лебедок, необходимо было учитывать несовместимость (конфликтность) ряда опций. К примеру: управление тормозом несовместимо с динамическим торможением в рамках реализации одной конфигурации параметров и т.д.

Далее рассматриваются наиболее значимые фрагменты процесса конфигурирования.

Делинеаризация аналоговых входов

В режиме ручного управления для исключения рывков при снятии механического тормоза применена делинеаризация аналоговых входов преобразователя частоты (рис.2). Вход может быть сделан нелинейным путем конфигурирования промежуточной точки на его характеристике входа-выхода для диапазона -100% ... 100%:

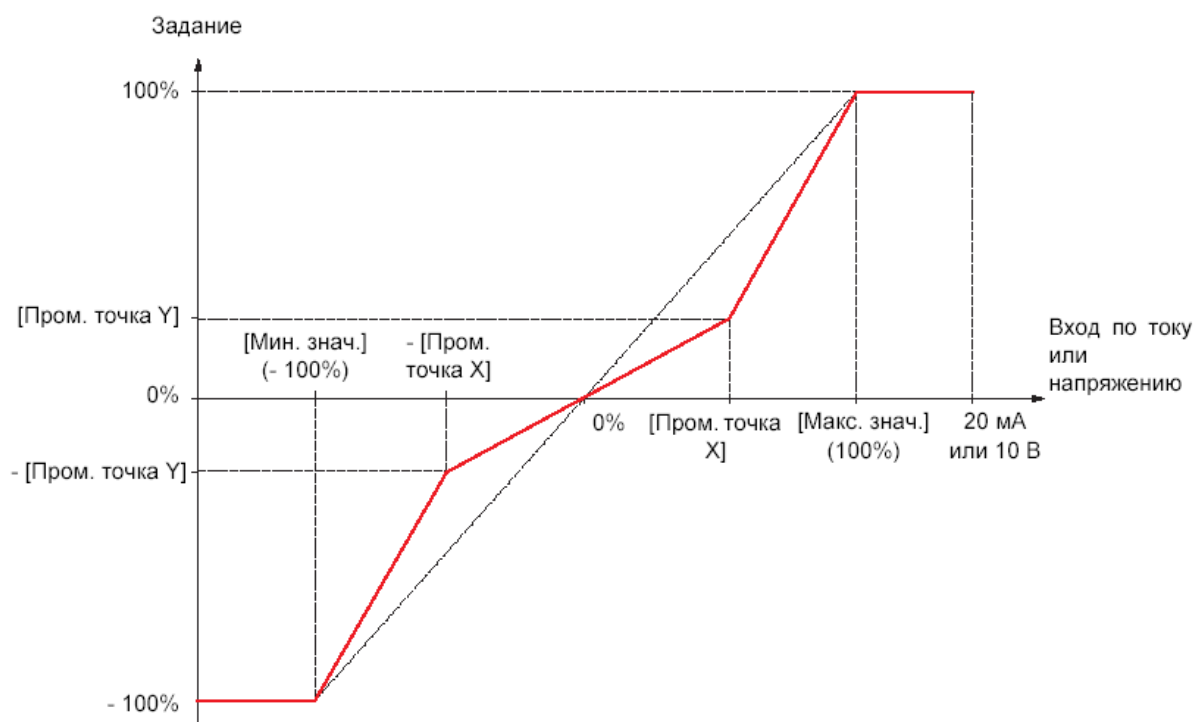


Рис. 2. Делинеаризация входа АП

Управление снятием и наложением механического тормоза

Особое внимание было уделено управлению электромагнитным тормозом с помощью преобразователя. Диаграммы синхронизации снятия тормоза для горизонтального перемещения с появлением момента при пуске и наложении тормоза с нулевой скоростью при остановке для исключения ударов приведены на рис. 3.

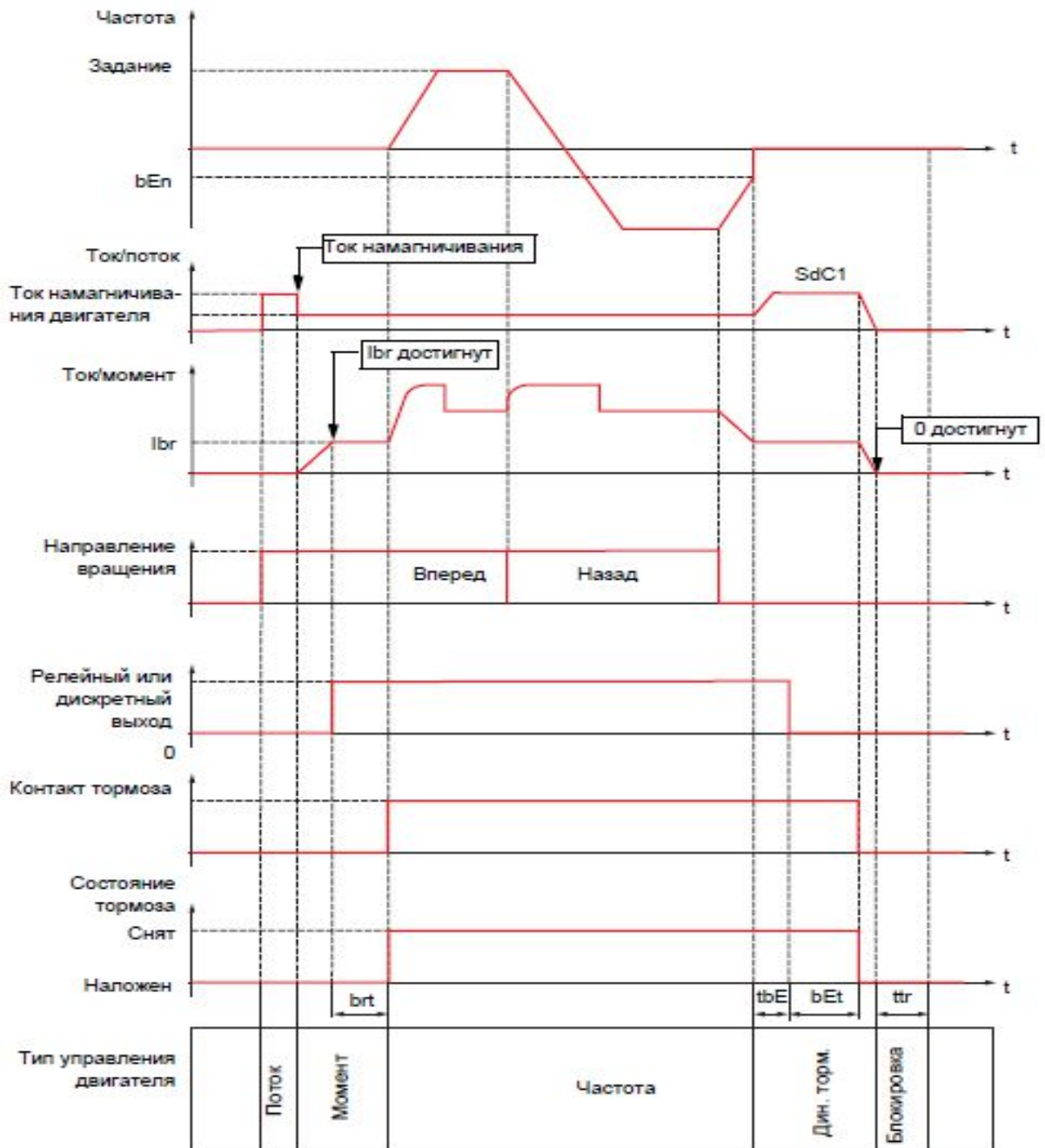


Рис. 3. Управление тормозом при горизонтальном перемещении в разомкнутой системе

Принятые обозначения:

- (I_{br}) – ток снятия тормоза;
- (bIP) - тормозной импульс;
- (bEn) – установка частоты наложения тормоза;
- (bEt) – выдержка времени наложения тормоза - время, необходимое для срабатывания тормоза;
- (brt) – выдержка времени снятия тормоза;
- (I_{br}) - установка тока снятия тормоза Вперед;
- ($SdCI$) - ток динамического торможения при остановке;
- (tbE) - задержка наложения тормоза;
- (ttr) - время перезапуска.

Управление моментом

Функция обеспечивает переключение режимов работы при регулировании скорости или управлении моментом. При управлении моментом скорость может изменяться в пределах настраиваемой зоны. При достижении ограничения преобразователь автоматически переходит к регулированию скорости и остается на этой скорости ограничения, а управление моментом прекращается. Далее возможны два случая:

- 1) если момент возвращается к требуемому значению, то ПЧ возобновляет управление моментом;
- 2) если момент не возвращается к требуемому значению по истечении установленной выдержки времени, то ПЧ переходит в режим блокировки или сигнализации.

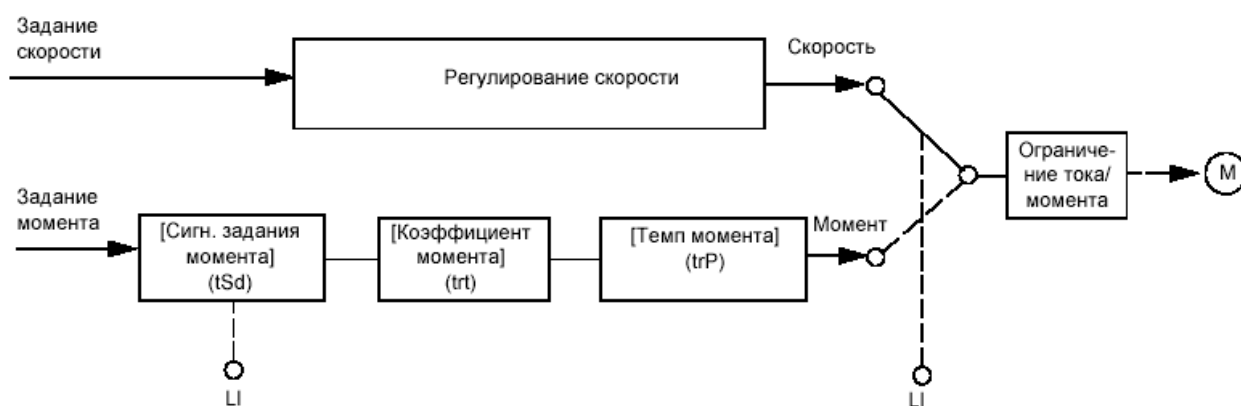


Рис. 4. Схема управления моментом

Знак и величина момента могут быть назначены с помощью дискретного и аналогового входов.

В заключении еще раз отметим, что при проведении модернизации сохранены привычные для оператора органы управления и измерительные приборы в рубке (рис.6), а безаварийная работа на протяжении нескольких

навигаций доказала правильность принятых при конфигурировании преобразователей частоты технических решений.



Рис. 5. График зависимости момента от скорости:

AB и *CD*: резервная скорость при ее ограничении; *BC*: зона управления моментом; *E*: идеальная рабочая точка



Рис. 6. Пульт управления в рубке



Рис. 7. Размещение нового оборудование в шкафу электроавтоматики.

Библиографический список

1. Руководство по применению преобразователя частоты Altivar 71.
<http://www.schneider-electric.ru>
2. Обновление судов технического флота . Руководство 3.016-2006. – М.: Изд-во: Российский Речной Регистр, 2006 г.
3. **Соколовский, Г.Г.** Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. / Г.Г. Соколовский - М.: Изд-во Академия , 2006 г.
4. **Онищенко, Г.Б.** Теория электропривода: учебник/ Г.Б. Онищенко – М.:ООО «Образование и исследование», 2013. – 352 с.
5. **Анучин, А.С.** Системы управления электроприводов: учебник для вузов / А.С. Анучин- М.: Издательский дом МЭИ, 2015. -373 с.: ил.

УДК 621.314.6

Т.Х. Абузьяров, Д.М. Кочеганов

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫМ ТИРИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С СИНХРОНИЗАЦИЕЙ ПО ОДНОЙ ФАЗЕ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Статья посвящена разработке и изготовлению микропроцессорной системы импульсно-фазового управления трехфазным мостовым вентильным преобразователем с синхронизацией по одной фазе на базе микроконтроллера ATMEGA8535.

The article is devoted to the development and manufacture of microprocessor-based pulse-phase control system of three-phase bridge rectifier converter with one-phase synchronization based on microcontroller ATMEGA8535.

Ключевые слова: система импульсно-фазового управления, тиристорный преобразователь, вентильный преобразователь, ATMEGA, программирование на С, ЛУТ, изготовление печатных плат, моделирование микропроцессорных устройств.

Key words: pulse-phase control system, three-phase bridge rectifier, programming in C, printed circuit board creating, modeling microprocessor-based devices.

В настоящее время вентильные преобразователи напряжения находят весьма широкое применение в системах АЭП постоянного тока. Широкое использование вентильных преобразователей обусловлено успешным развитием полупроводниковой техники, а именно освоением промышленностью надежных, малогабаритных управляемых силовых вентилей – тиристоров и транзисторов.

В большинстве современных преобразователей для привода в качестве силовых вентилей используются тиристоры. На их основе для электропривода постоянного тока построены два типа преобразователей: тиристорные преобразователи (ТП) напряжения переменного тока в постоянный (управляемые выпрямители) и широтно-импульсные преобразователи (ШИП) неизменного напряжения постоянного тока в регулируемое напряжение постоянного тока.

Тиристорные преобразователи обладают рядом достоинств:

- 1) высокий КПД, обусловленный незначительным падением напряжения на тиристоре;
- 2) высокая надежность при использовании быстродействующей защиты и модульно-блочном исполнении ТП;
- 3) более высокое рабочее напряжение по сравнению с транзисторными преобразователями.

К недостаткам ТП следует отнести:

- 1) низкий коэффициент мощности при глубоком регулировании напряжения;
- 2) искажения питающего напряжения, вносимые работой ТП;
- 3) повышенный уровень излучаемых радиопомех.

Системы управления тиристорными преобразователями вне зависимости от функционального назначения последних (выпрямитель, инвертор и т.д.), имеют многообразие вариантов технической реализации, которые могут быть сведены к базовым принципам построения, указанным в классификационной таблице на рис 1. Системы управления вентильными преобразователями в литературе принято называть системами импульсно-фазового управления (СИФУ).

По характеру взаимодействия СИФУ с напряжением сети различают многоканальные и одноканальные синхронные, а также асинхронные системы импульсно-фазового управления.

Многоканальными синхронными СИФУ называются такие системы, где каждый из ее каналов синхронизирован с соответствующей фазой напряжения сети. Из всех возможных вариантов СИФУ многоканальные синхронные системы обладают максимальным быстродействием. Их основным недостатком является взаимная асимметрия импульсов управления по каждому из каналов (порядка 0,5–3 эл.град), обусловленная естественным разбросом характеристик их элементов, а также степенью искажения параметров напряжения сети.



Рис. 1. Классификация систем управления вентильными преобразователями

Одноканальные синхронные СИФУ отличаются тем, что в них с напряжением сети (независимо от числа фаз) синхронизирован только один канал управления, который является ведущим, а все последующие – формируют импульсы управления тиристорами путем отсчета заданного интервала времени от базовой точки, за которую принимается момент времени образования управляющего импульса на выходе ведущего канала преобразования (необходимо отметить, что для однофазных однополупериодных ТП понятия одноканальная и многоканальная СИФУ совпадают).

Основным преимуществом одноканальных синхронных СИФУ по сравнению с многоканальными синхронными является высокая степень симметрии импульсов управления (менее 0,5 эл.град), подаваемых на тиристоры соответствующей группы БСК. Однако имеет место существенный недостаток таких систем, заключающийся в снижении динамических показателей СИФУ и ВП в целом. Это происходит из-за того, что регулируемой является только выдержка времени базового импульса. Все последующие (до следующей синхронизации с сетью) импульсы подаются через заданные интервалы времени. Таким образом, период дискретизации таких систем увеличивается до периода синхронизации.

Целью данной работы является разработка и изготовление цифровой микропроцессорной системы импульсно-фазового управления, объединяющей в себе достоинства многоканальных (высокое быстродействие) и одноканальных СИФУ (высокая симметрия импульсов).

Для выполнения поставленной задачи была разработана принципиальная схема устройства, управляющая программа, изготовлена печатная плата.

На печатной плате устройства предусмотрены:

- элементы управления в виде кнопок «Reset», «Старт», «Стоп», «Увеличение угла управления», «Уменьшение угла управления»;
- индикация питания схемы, готовности к работе, сигнала ошибки и угла управления с помощью светодиодов;
- транзисторные выводы по схеме с общим эмиттером для подключения диодов оптотиристоров;
- блок синхронизации, включающий в себя понижающий трансформатор, фильтр и компаратор.

Синхронизация осуществляется по фазе А напряжения сети, подключенной к понижающему трансформатору, вторичная обмотка которого через фильтр питает базовую цепь транзистора, работающего в ключевом режиме.

Управляющая программа была написана на языке C в среде AtmelStudio 6.7. Предварительное тестирование проводилось в среде Proteus 7.7.

Принцип работы устройства заключается в следующем: основная программа контроллера приблизительно каждые 500 мкс считывает заданный угол управления и в зависимости от его величины вычисляет:

- какой тиристор после синхронизации должен быть включен первым;
- период питающей сети – для корректного преобразования угла управления из электрических градусов в микросекунды;
- выдержку времени от начала синхронизации до включения первого тиристора;
- выдержку времени, эквивалентную 60 электрическим градусам.

Также в ходе вычислений контроллер сравнивает текущее задание угла управления с предыдущим и в зависимости от разницы в реальном времени изменяет текущую выдержку времени до включения следующего тиристора с учетом необходимого изменения порядка включения силовых ключей.

Период питающей сети замеряется при каждой синхронизации и в процессе вычислений проверяется на ошибки, а затем программно фильтруется. Программно предусмотрена защита от обрыва синхронизации системы. В случае, если синхронизация не поступает 1.2 периода частоты питающей сети, СИФУ автоматически сбрасывает все импульсы и выводит сигнал об ошибке на светодиод. При нажатии кнопки «Стоп» на светодиоде выводится код ошибки. Программно предусмотрена выдержка времени после нажатия кнопки «Старт», чтобы обеспечить надежную работу системы синхронизации и подстройки по частоте.

При удержании кнопки уменьшения угла управления около 3 с. активируется режим плавного пуска, в ходе которого в течение 2.5 с угол управления плавно убывает в функции времени.

Таким образом, алгоритм обеспечивает время реакции выходного напряжения U_d на изменение задания угла управления, равное в среднем половине от временного расстояния между двумя соседними импульсами, т.е. 30 эл.град. для нереверсивной трехфазной мостовой схемы, что при частоте питающего напряжения 50 Гц составляет 0.833 мс.

Проверка работоспособности программы осуществляется с помощью программного пакета Proteus 7.7. Воссозданная в программной среде модель реальной платы (рис. 3) полностью отражает ее функционал, что позволяет проводить первичную отладку.

Следующим этапом проверки является подключение печатной платы СИФУ к преобразователю и снятие осциллограмм импульсов управления (рис. 4) и выпрямленного напряжения (рис. 5).

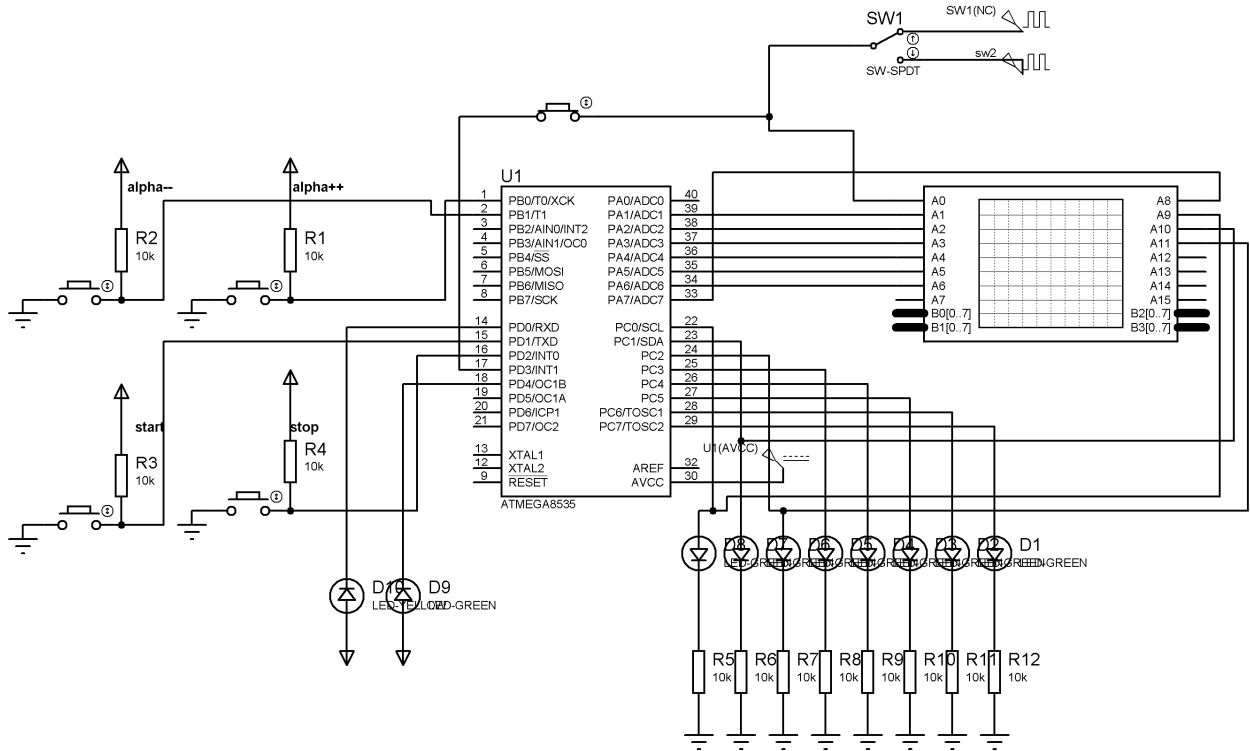


Рис. 3. Модель платы в программной среде Proteus 7.7

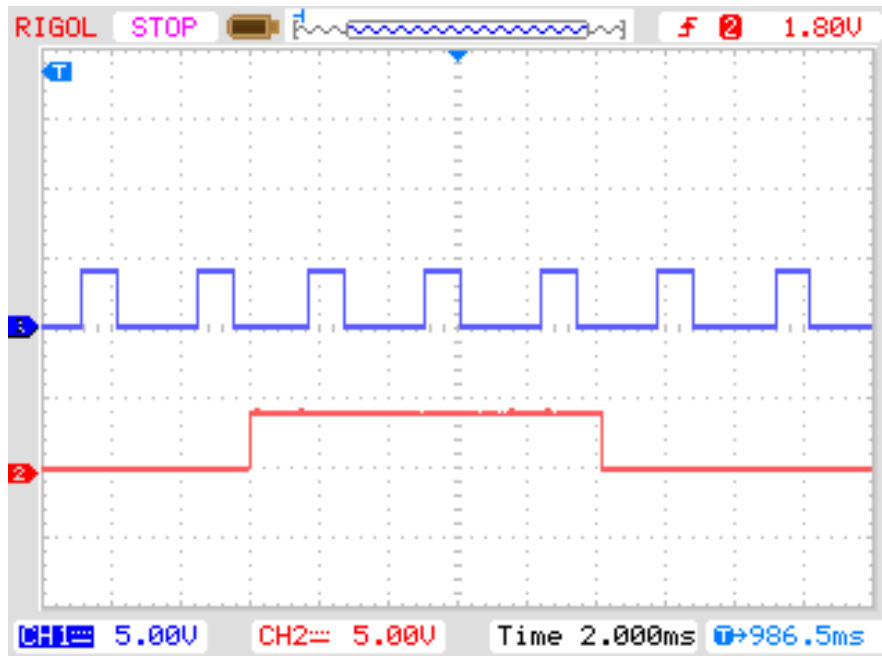


Рис. 4. Импульсы управления при угле управления 60 эл. град. (сверху); импульс синхронизации по напряжению фазы (снизу)

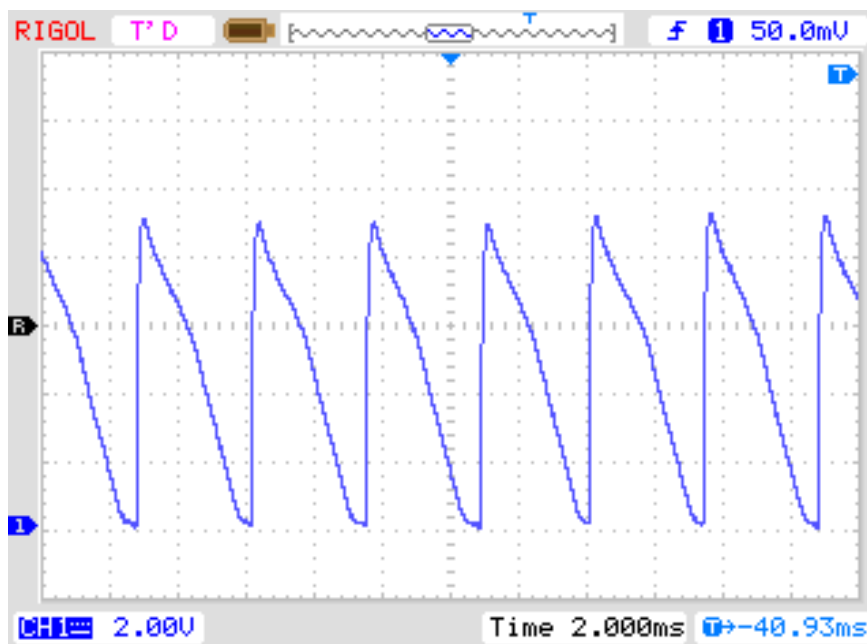


Рис. 5. Осциллограмма напряжения при угле управления 60 эл. град.

На рис. 5 представлена осциллограмма напряжения, полученная на реальном преобразователе при помощи цифрового осциллографа с углом управления, равном шестидесяти электрическим градусам при активном характере нагрузки.

Затем в силовую цепь преобразователя был добавлен дроссель и датчик тока на базе элемента Холла, а в управляющую программу был добавлен интегральный регулятор тока, что позволило стабилизировать тиристорный преобразователь по току. На рис 6 показана слева осциллограмма тока нагрузки при отработке задания тока в один ампер (масштаб 2В ~ 0.2А).

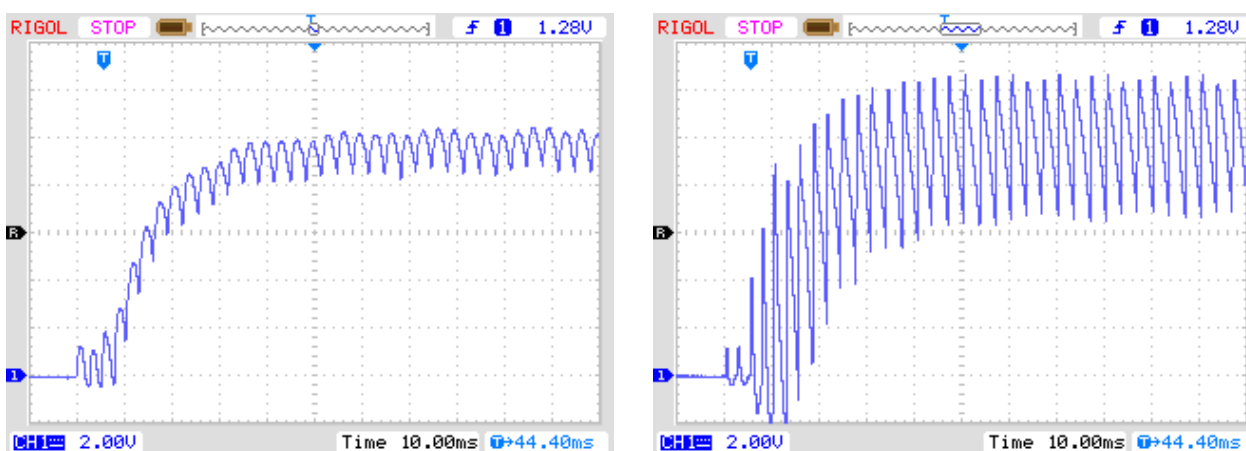


Рис. 6. Осциллограмма тока нагрузки (слева) и выходного напряжения преобразователя (справа)

Как видно из осциллограммы напряжения на выходе преобразователя (рисунок 6 справа), угол управления изменяется в течение периода напряжения питающей сети, что говорит о работоспособности разработанного алгоритма: время реакции на изменение угла управления соизмеримо с аналогичным показателем у многоканальной аналоговой СИФУ.

Время отработки задания тока занимает приблизительно два, два с половиной периода питающей сети. В случае необходимости, путем увеличения коэффициента интегрального регулятора этот показатель можно уменьшить приблизительно в полтора-два раза без значительного перегулирования.

Таким образом, в ходе данной работы была спроектирована система импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем. Тестовые запуски показали исправность и работоспособность системы. При построении соответствующих контуров регулирования, данная СИФУ может быть включена в состав стабилизированных быстродействующих источников тока, напряжения, многоконтурных систем электропривода.

При внесении корректировок в силовую схему, спроектированная система может без изменения управляющей программы использоваться в качестве устройства плавного пуска асинхронного двигателя в функции времени либо тока, что также было экспериментально подтверждено.

Библиографический список

1. 8-bit AVR Microcontroller with 8K Bytes In-System Programmable Flash. Документация на микроконтроллер. [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.atmel.com/images/doc2502.pdf>
2. Характеристики силового модуля МТОТО-80 (5П103ТТ-80) [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.proton-impuls.ru/apindex.php?mod=main&task=view&taskid=181>
3. КТ3102 Кремниевый биполярный эпитаксиально-планарный n-p-n транзистор. Документация. [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.transistor.by/i/pdf/kt3102.pdf>
4. Преобразовательная техника: учебное пособие / М.В. Гельман, М.М. Дудкин, К.А. Преображенский. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. – 425 с.

УДК 621.52

А.А. Башев, Б.Ю. Алтунин

СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ЗВЕНЬЕВ ФАЗОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Рассмотрены методы синтеза корректирующих звеньев нелинейных систем переменного тока на основе рядов Вольтерра .

Consider the method of the synthesis of the corrective units of the nonlinear systems AC on the basis of the Volterra series.

Ключевые слова: ряд Вольтерра, ядра Вольтерра, многомерное преобразование Лапласа.

Keywords: Volterra series, kernels of the Volterra, multi-dimensional Laplace transform.

Системы с фазовым управлением находят самое широкое применение в различных областях техники. К ним относятся системы ФАПЧ, они так же применяются для создания высокостабильных возбудителей с дискретным множеством частот, для создания фазовых модуляторов, в устройствах для деления и умножения частоты и т.п. Они используются в автоматике и в системах точной магнитной записи для стабилизации скорости вращения ведущего вала.

В данной работе рассматривается следящая система с фазовым управлением асинхронным двухфазным двигателем АД при питании его обмоток от генератора напряжения, когда в тракте переменного тока включено корректирующее устройство [1]. Она состоит из сравнивающего элемента (фазовый модулятор), выполненного на двух СКВТ (датчика и приемника), работающих в режиме фазовращателя, корректирующего устройства и исполнительного двигателя (фазовый детектор) с редуктором. Модель фазового модулятора – это нелинейное устройство с нелинейной синусоидальной характеристикой, на вход которого поступает сигнал рассогласования φ и опорное колебание частоты ω , так, что на выходе его получается фазомодулированный сигнал.

Функциональная схема системы представлена на рис.1. Ее уравнение [1], [6]

$$\varphi + \Phi(p)[K'(p)L\{\sin\varphi\} + K''(p)L\{\cos\varphi\}] = \theta_1, \quad (1)$$

где $\varphi = \theta_1 - \theta_2$ - угол рассогласования между осью датчика и приемника,

$\Phi(p) = \frac{1}{p(Tp+1)}$ – передаточная функция двигателя, $K'(p) = Re_j K(p + j\omega)$ и $K''(p) = Im_j K(p + j\omega)$ - соответственно реальная и мнимая части комплексной передаточной функции корректирующего звена.

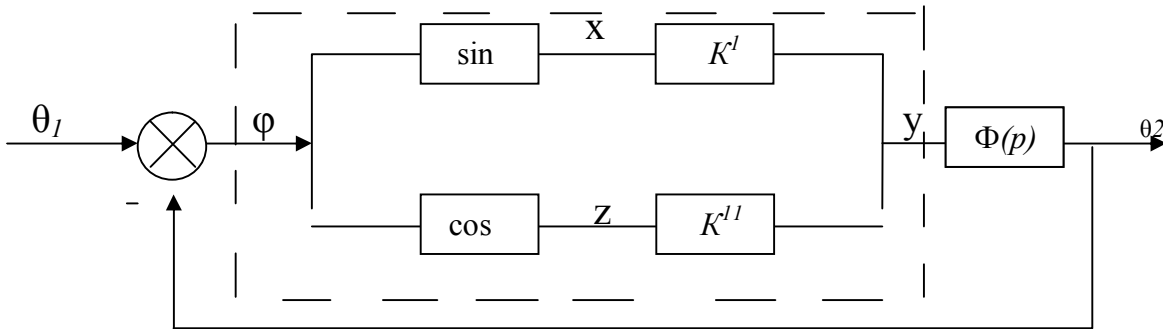


Рис.1. Функциональная схема следящей системы с фазовым управлением двух-фазным АД

Выходной сигнал системы, описываемой уравнением (1), можно представить как результат воздействия нелинейного оператора H на входной сигнал θ_1 , т.е.

$$\varphi = H[\theta_1]. \tag{2}$$

Эта связь между входом и выходом системы с достаточной степенью точности может быть выражена в виде ряда Вольтерра [2]

$$\varphi(p) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n[H_n(p_1, \dots, p_n) \prod_{i=1}^n \theta_1(p_i)] \tag{3}$$

где $H_n(p_1, \dots, p_n)$ – многомерные передаточные функции или ядра нелинейной системы, а F_n - операция сведения n – мерного преобразования Лапласа в одномерное.

Следовательно, набор ядер $H_1, H_2, \dots, H_n, \dots$ полностью характеризует нелинейную систему. Общий нелинейный оператор ее будет

$$H = H_1(p_1) + H_2(p_1, p_2) + \dots + H_n(p_1, \dots, p_n) + \dots \tag{4}$$

Представляя нелинейные функции в (1) в виде степенных рядов, подставляя туда (2) и (3) и, приравнявая члены одинаковых порядков, получим следующие выражения для определения ядер

$$H_1 = I - \Phi * K'_1 * H_1 - \Phi * K''_1, \tag{5}$$

$$H_2 = -\Phi * K'_1 * H_2 - \Phi * K'_2 * H_1 - \Phi * K''_2 + \frac{1}{2} \Phi * K''_1 * H_1, \tag{6}$$

$$H_3 = -\Phi * K'_1 * H_3 - \Phi * K'_3 * H_1 - \Phi * K''_3 + \frac{1}{6} \Phi * K''_1 * H_1 - \Phi * K''_1 * (H_1 * H_2) \text{ и т.д.} \tag{7}$$

Здесь символ (*) означает каскадное соединение звеньев системы, I – единичная матрица [3].

Откуда

$$H_1 = \frac{I - \Phi * K''}{I + \Phi * K'} \quad (8)$$

$$H_2 = \frac{1}{2!} \frac{\Phi * K' * H_1^2}{I + \Phi * K'} \quad (9)$$

и т.д.

С использованием теорем о каскадном включении [2], [3], [7] ядра в изображениях примут вид

$$H_1(p) = 1 - \Phi(p)K_1'(p)H_1(p) - \Phi(p)K_1''(p) \quad (10)$$

$$H_2(p_1, p_2) = -\Phi(p_1 + p_2)K_1'(p_1 + p_2)H_2(p_1, p_2) - \Phi(p_1 + p_2)K_2'(p_1 + p_2)H_1(p_1)H_1(p_2) - \Phi(p_1 + p_2)K_2''(p_1, p_2) + \frac{1}{2!} \Phi(p_1 + p_2)K_2''(p_1 + p_2)H_1(p_1)H_1(p_2) \quad (11)$$

и т.д.

Из выражений для операторов (10), (11) и т.д. могут быть легко получены выражения для ядер системы (рис. 2)

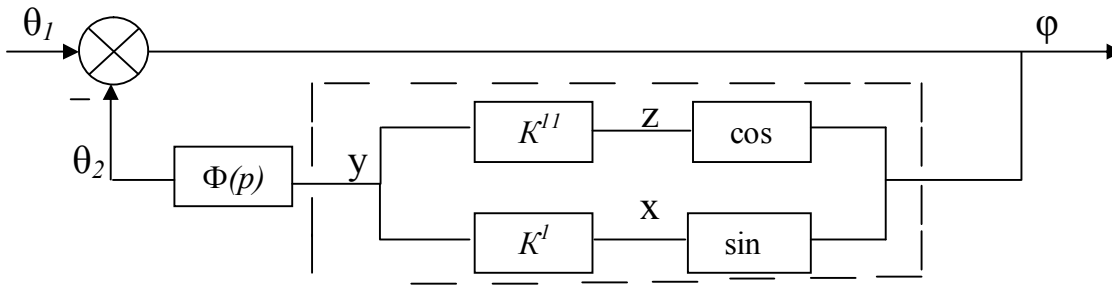


Рис.2. Блок-схема для выходного сигнала

$$H_1(p) = \frac{1 - \Phi(p)K''(p)}{1 + \Phi(p)K'(p)} \quad (12)$$

$$H_2(p_1, p_2) = \frac{1}{2!} \frac{\Phi(p_1 + p_2)K''(p_1 + p_2)H_1(p_1)H_1(p_2)}{1 + \Phi(p_1 + p_2)K'(p_1 + p_2)} \quad (13)$$

и т.д.

Выходной сигнал системы в изображениях будет

$$\varphi(p) = H_1(p)\theta_1(p) + F_2[H_1(p_1, p_2)\theta_1(p_1)\theta_1(p_2)] + \dots + F_n[H_n(p_1, \dots, p_n)\theta_1(p_1) \dots \theta_1(p_2)] + \dots \quad (14)$$

Подставляя сюда найденные ядра системы, и переходя к одномерным изображениям и далее к оригиналам, определяется реакция системы на заданное входное воздействие.

Этот аппарат может быть использован для определения ядер корректирующего звена.

Сигнал на выходе корректирующего звена, в общем случае нелинейного, представим в виде ряда Вольтерра

$$Y(p) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n [K'_n(p_1, \dots, p_n, \omega) \prod_{i=1}^n X(p_i) + K''_n(p_1, \dots, p_n, \omega) \prod_{i=1}^n Z(p_i)], \quad (15)$$

где $K'_n(p_1, \dots, p_n, \omega)$ и $K''_n(p_1, \dots, p_n, \omega)$ - ядра реальной и мнимой частей корректирующего звена, $Y(p)$ – выходной суммарный сигнал корректирующего звена, $X(p)$ и $Z(p)$ – входные сигналы реальной и мнимой частей корректирующего звена.

Общий нелинейный оператор корректирующего звена тогда будет

$$\begin{aligned} K &= K_1 + K_2 + \dots + K_n + \dots = \\ &= (K'_1 + jK''_1) + (K'_2 + jK''_2) + \dots + (K'_n + jK''_n) + \dots \end{aligned} \quad (16)$$

Мы хотим найти последовательность ядер корректирующего звена $K_1, K_2, \dots, K_n, \dots$ такую, чтобы система имела заданное соотношение между входом и выходом в виде (3) или, что тоже самое, задаваясь выходом системы в виде ряда Вольтерра, по заданным ядрам $H_1, H_2, \dots, H_n, \dots$ найти ядра корректирующего звена.

Пусть синтезируется линейное корректирующее звено, ядро которого есть аналитическая функция двух переменных p и ω

$$K(p, \omega) = K'(p, \omega) + jK''(p, \omega), \quad (17)$$

для которого выполняется условия Коши – Римана

$$\frac{\partial K'}{\partial p} = \frac{\partial K''}{\partial \omega}, \quad \frac{\partial K'}{\partial \omega} = -\frac{\partial K''}{\partial p}. \quad (18)$$

В случае аналитической функции $K(p)$ функции K' и K'' являются гармоническими функциями переменных p и ω , т.е. удовлетворяют уравнению Лапласа [4]. Зная гармоническую функцию, например, K' , можно с точностью до постоянного слагаемого определить сопряженную с ней гармоническую функцию K'' из условий Коши – Римана

$$K''(p, \omega) = \int \frac{\partial K'}{\partial p} d\omega + \psi(p), \quad (19)$$

где

$$\frac{d\psi}{dp} = - \left(\frac{\partial K'}{\partial \omega} + \frac{\partial}{\partial p} \int \frac{\partial K'}{\partial p} d\omega \right).$$

Аналогично по K'' можно определить K' .

Подставляя в (10) соотношение (19) при $\psi(p) = 0$ и дифференцируя обе части (10) по ω , получим уравнение

$$H_1(p) \frac{\partial K'}{\partial \omega} + \frac{\partial K'}{\partial p} = 0. \quad (20)$$

Это линейное однородное уравнение в частных производных для определения $K' = K'(p, \omega)$ [5].

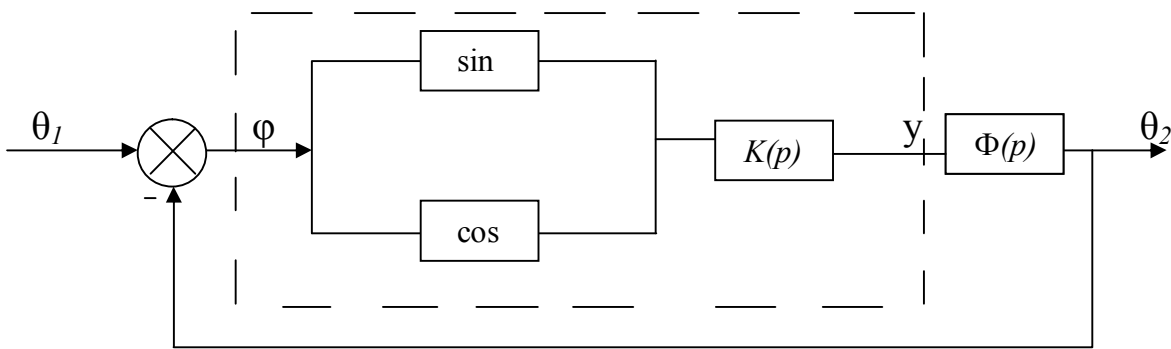


Рис.3. Следящая система смешанного типа

Следящая система смешанного типа [6], [8] (рис.3) описывается уравнением [1]:

$$\varphi + \Phi(p)K(p)[L\{\sin \varphi\} + L\{\cos \varphi\}] = \theta, \quad (21)$$

где $K(p)$ – передаточная функция корректирующего звена.

Для нелинейного корректирующего звена получаем соотношения, аналогичные полученным ранее:

$$H_1(p) = 1 - \Phi(p)K_1(p)H_1(p) - \Phi(p)K_1(p), \quad (22)$$

$$H_2(p_1, p_2) = -\Phi(p_1 + p_2)K_1(p_1 + p_2)H_2(p_1, p_2) - \Phi(p_1 + p_2)K_2(p_1, p_2)H_1(p_1)H_1(p_2) - \Phi(p_1 + p_2)K_2(p_1, p_2) + \frac{1}{2!} \Phi(p_1 + p_2)K_1(p_1 + p_2)H_1(p_1)H_1(p_2) \quad (23)$$

и т.д.

Отсюда получаем выражения для ядер Вольтерра корректирующего звена

$$K_1(p) = \frac{1 - H_1(p)}{\Phi(p)[1 + H_1(p)]}, \quad (24)$$

$$K_2(p_1, p_2) = \frac{\frac{1}{2!} \Phi(p_1 + p_2) K_1(p_1 + p_2) H_1(p_1) H_1(p_2) - [1 + \Phi(p_1 + p_2) K_1(p_1 + p_2)] H_2(p_1, p_2)}{\Phi(p_1 + p_2) [1 + H_1(p_1 + p_2)]} \quad (25)$$

и т.д.

Если синтезируется линейное корректирующее звено, то для него соотношения связи имеют вид

$$H_1(p) = 1 - \Phi(p) K_1(p) H_1(p) - \Phi(p) K_1(p), \quad (26)$$

$$H_2(p_1, p_2) = -\Phi(p_1 + p_2) K_1(p_1 + p_2) H_2(p_1, p_2) - + \frac{1}{2!} \Phi(p_1 + p_2) K_1(p_1 + p_2) H_1(p_1) H_1(p_2) \quad (27)$$

и т.д.

Отсюда ядра первого порядка

$$K_1(p) = \frac{1 - H_1(p)}{\Phi(p) [1 + H_1(p)]}, \quad (28)$$

$$K_1(p_1 + p_2) = \frac{H_2(p_1 + p_2)}{\Phi(p_1 + p_2) \left[\frac{1}{2!} H_1(p_1) H_1(p_2) - H_2(p_1, p_2) \right]} \quad (29)$$

и т.д.

Если заданы ядра системы с требуемым критерием качества $H_1(p)$, $H_2(p_1, p_2)$, $H_3(p_1, p_2, p_3)$ и т.д., то из выражений (28), (29) и т.д. получим ядро корректирующего звена первого порядка $K_1(p)$, причем остальные ядра равны нулю.

Используя ряды Вольтерра, ядра которых представляют собой весовые функции высших порядков, можно получить описание нелинейного объекта, допускающее ясную физическую интерпретацию. Анализ и синтез с помощью рядов Вольтерра является наиболее удобным из существующих методов изучения нелинейных систем. На этой основе алгебра каскадных соединений звеньев рассмотренной нелинейной системы позволила получить ядра корректирующего звена в замкнутом виде.

Библиографический список

1. Сапфиров, С.Г., Электромеханика/ С.Г Сапфиров [и. др.] // Известия вузов, 1970. - №10.
2. Ку, И.Х., Вольф А.А. Техническая кибернетика за рубежом / [под ред. Солодовников В.В.]/ И.Х. Ку, А.А. Вольф–М., Машиностроение, 1968.
3. Ван – Трис, Г. Синтез оптимальных нелинейных систем управления / Ван – Трис Г–М.: Мир. - М.: 1964.
4. Тихонов, А.М., Уравнения математической физики / Тихонов А.М., Самарский А.А. –М.: Наука 1966.

-
5. **Степанов, В.В.** Курс дифференциальных уравнений / Степанов В.В.– М.: Физматгиз, – 1959.
 6. **Ивей, К.А.** Системы автоматического регулирования на несущей переменного тока / Ивей К.А. – М.: Машиностроение – 1968.
 7. Ming-Lei Liou. Nonlinear Sისტems Analysis and Synthesis. Wescon Technical Papers. №2, 1963, pp. 1-13.
 8. **Власов, Н.П.** Теория линейных следящих систем работающих на переменном токе. / Власов Н.П.–М.: Энергия –1964.

УДК 621.314

Л.В. Белова, А.Н. Кузменков, О.А. Мотина, А.В. Шахов

К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОКА В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПОДШИПНИКОМ

Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева

Цели: построение системы управления электромагнитным подшипником газоперекачивающего агрегата компрессорной станции магистрального газопровода. Анализируются различные варианты построения внутреннего контура тока, обеспечивающие требуемое быстродействие.

Методология проведения работы: для расчета регуляторов используется метод передаточных функций, компьютерного моделирования, метод z-преобразований. Моделирование и анализ переходных процессов в системе управления проводился в программном комплексе «Matlab Simulink».

Результаты: полученные результаты использованы при построении системы управления электромагнитным подшипником газового нагнетателя компрессорной станции «Помарская».

Purpose: construction of control system of the electromagnetic bearing for gas-booster module of a main gas pipeline compressor station. Different variants of constructing the inner current circuit are analysed, that provide the demanded rapid respond.

The methodology of the work: to calculate the regulators used the method of transfer functions, computer modelling, z-transformation. Modelling and analysis of the transition process in the control system was performed in the software package «Matlab Simulink».

Results: the acquired results are utilised while building up a system of controlling the electro-magnetic bearing of a gas pressurizer in “Pomarskaya” compressor station.

Ключевые слова: электромагнитные подшипники, цифровая система управления, газовый нагнетатель, метод передаточных функций, метод z-преобразования.

Keywords: electromagnetic bearings, digital control system, analog control system, gas blower, method of transfer functions, z-transformation method.

Проблема применения систем с электромагнитными подшипниками для мощных вращающихся агрегатов является весьма актуальной, поскольку позволяет решать вопросы повышения надежности, энергоэффективности и долговечности различных механизмов. В настоящее время одним из направлений в совершенствовании, повышении надежности и экономической эффективности газоперекачивающих агрегатов является применение электромагнитных подшипников приводных двигателей и газовых нагнетателей [1]. В работе, на примере газового нагнетателя мощ-

ностью 16 мВт перекачивающей станции «Помарская» газопровода «Уренгой–Помары–Ужгород», рассматриваются вопросы построения системы управления электромагнитным подшипником (ЭМП).

Известны различные подходы к построению систем управления электромагнитным подвесом ротора. Возможна реализация одноконтурной [1], двухконтурной [2] или трехконтурной систем управления. В любом случае при создании систем управления электромагнитным подвесом ротора преследуется цель обеспечения высокого быстродействия, точности поддержания в центральном положении ротора машины, демпфирования возможных вибраций. Отличительная особенность электромагнитного подшипника как объекта управления заключается в колебательном характере переходных процессов, наличии положительной обратной связи по перемещению и нелинейности [2].

Синтез системы управления электромагнитным подшипником проводится по принципу подчиненного регулирования координат. Применение такого подхода требует выделения в объекте управления ряда координат (положение, скорость, ток), по которым будут замкнуты соответствующие контуры регулирования. Практическое преимущество многоконтурных систем управления заключается в том, что настройка контуров регулирования осуществляется независимо и последовательно. В разомкнутом состоянии система является неустойчивой. Введение внутреннего контура тока позволит снизить чувствительность синтезируемой системы к внешним возмущениям, а также увеличить быстродействие системы. Представляет интерес рассмотреть несколько вариантов построения внутреннего контура тока:

- контур тока с пропорционально-интегральным (ПИ) регулятором;
- контур тока с релейным регулятором;
- контур тока с релейным регулятором, работающим в скользящем режиме.

В соответствии со структурной схемой (см. рис. 1) объект управления представляет собой два последовательно соединенных апериодических звена с малой (T_n) и большой ($T_э$) постоянными времени. Регулятор тока должен компенсировать наибольшую постоянную времени $T_э = L/R$. При рассмотрении процессов во внутреннем контуре тока не

учитывается влияние ЭДС, наводимой в обмотках электромагнитов при движении ротора. При этом постоянная времени $T_э$ электромагнита зависит от величины зазора между статором и ротором ЭМП и меняется периодически.

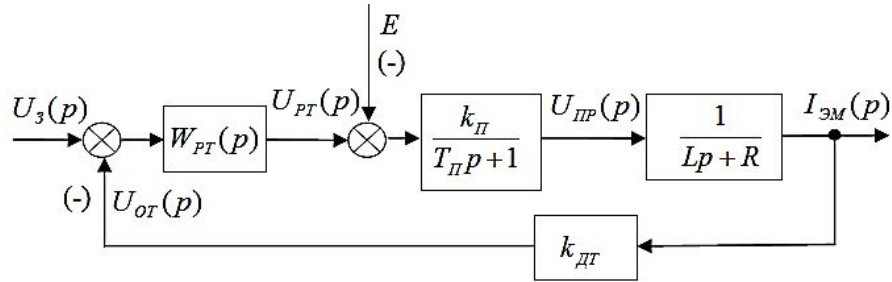


Рис. 1. Структурная схема внутреннего контура тока ЭМП:

$k_{\text{П}}$ -коэффициент передачи силового преобразователя; $T_{\text{П}}$ -постоянная времени силового преобразователя, с; L -индуктивность электромагнита, Гн; R -активное сопротивление электромагнита, Ом

Для анализа переходных процессов построена компьютерная модель внутреннего контура тока с различными типами регуляторов. На рис. 2 представлены расчетные значения изменения тока электромагнита газового нагнетателя мощностью 16 мВт, полученные при моделировании обозначенных вариантов построения контура тока.

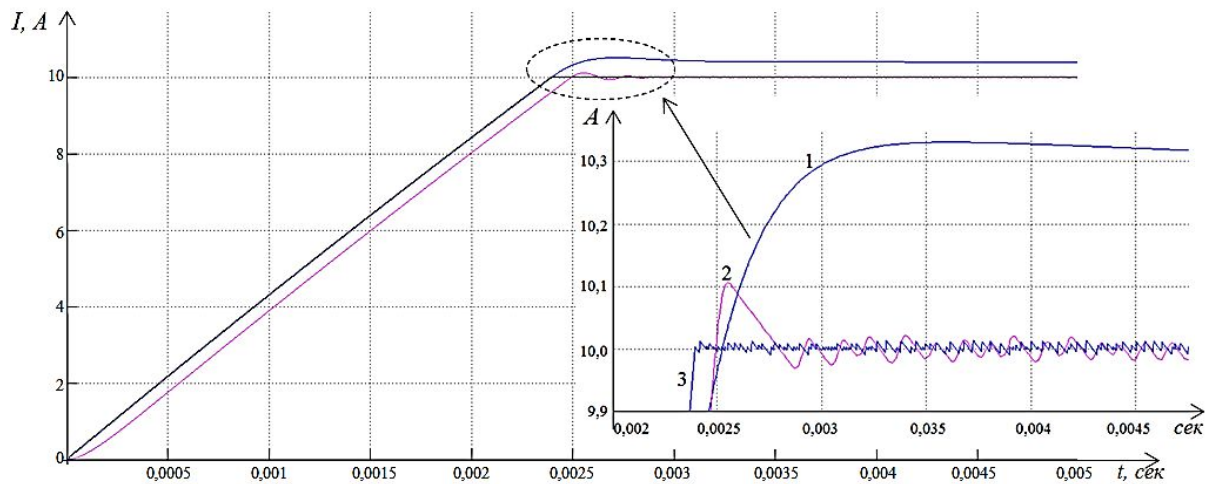


Рис. 2. Кривые переходных процессов тока при различных типах регуляторов тока:

1-контур тока с пропорционально-интегральным регулятором; 2-контур тока с релейным регулятором; 3-контур тока с релейным регулятором, работающим в скользящем режиме

С ПИ регулятором (кривая 1, рис. 2) контур тока является астатическим как по заданию, так и по возмущению. Перерегулирование при оптимизации на модульный оптимум составляет 4.3%. Релейный регулятор (кривая 2, рис. 2) обеспечивает более высокое быстродействие, но процесс изменения тока имеет достаточно ярко выраженный колебательный характер. При этом характер переходного процесса определяется максимальным напряжением источника питания, шириной петли гистерезиса регулятора и постоянной времени $T_{\text{П}}$. Для того чтобы повысить качество

регулирования, т.е. снизить амплитуду и поднять частоту автоколебаний, необходимо ввести корректирующую цепь. Используя данный способ, можно получить в системе как медленно затухающие апериодические процессы (скользящие), так и оптимальные переходные процессы. Скользящий режим реализуется в релейных системах введением внутренней обратной связи с коэффициентом усиления k , охватывающей релейный элемент. Действие внутренней связи приводит к тому, что как только управляющий сигнал проходит через пороговое значение, релейный элемент через внутреннюю обратную связь изменяет его так, что этот сигнал проходит через пороговое значение в обратном направлении. Релейные регуляторы, работающие в скользящем режиме, принято называть вибрационными регуляторами [3]. Анализ результатов моделирования показывает, что практически оптимальным является выбор коэффициента в обратной связи $k=0,0000001$ (кривая 3, см. рис.3). При такой настройке регулятора процесс нарастания тока имеет практически апериодический характер (кривая 3, см. рис.2).

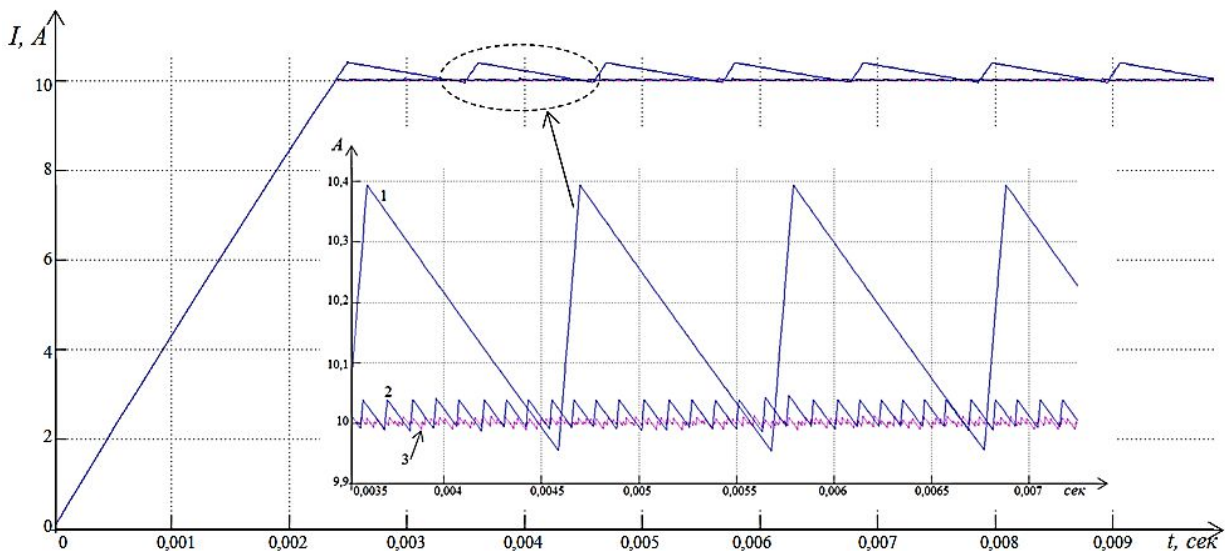


Рис. 3. Кривые переходных процессов тока при различных коэффициентах гибкой обратной связи релейного регулятора:

1 – Коэффициент обратной связи $k=0,00001$; 2 – Коэффициент обратной связи $k=0,000001$; 3 – Коэффициент обратной связи $k=0,0000001$.

На практике всегда реализуется режим, близкий к скользящему, вводится ограничение конечной частоты переключения релейного элемента. Реальный релейный элемент не может переключаться с бесконечной частотой вне зависимости от способа его реализации: аппаратной (реле), электронной (электронная схема) или программной (микропроцессорное устройство).

Принимая во внимание, что регулирование тока в электромагнитном подшипнике обеспечивается широтно-импульсным регулятором, пред-

ставляет особый интерес рассмотреть объект управления как импульсный. Импульсная система управления может быть представлена в виде последовательного соединения импульсного элемента и непрерывной части (см. рис. 4). Импульсный элемент можно представить как последовательное соединение идеального элемента T и формирующего элемента (фиксирующей цепи) с передаточной функцией $H(s)$.

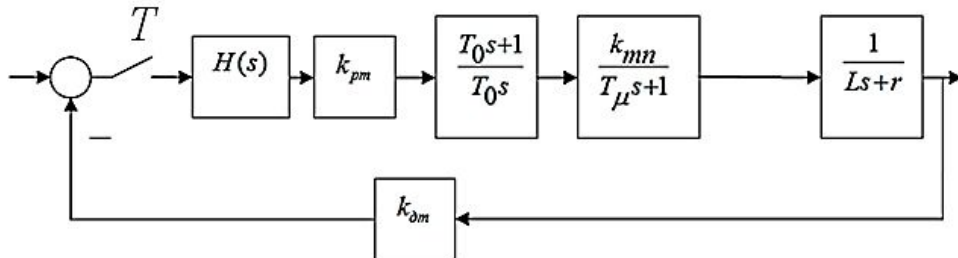


Рис. 4. Структурная схема замкнутой импульсной системы контура тока

Наиболее простым и распространенным методом расчета импульсных систем является метод z -преобразования. Импульсная передаточная функция замкнутой системы контура тока

$$W_1(s) = \frac{k_{pt}(1+T_0s)k_{тп}}{T_0s(1+T_{\mu}s)(Ls+r)}, \quad (2)$$

$$W_2(s) = k_{дт}. \quad (3)$$

Формирующий элемент создает прямоугольные импульсы относительной длительности γ с периодом повторения T . Передаточная функция формирующего элемента равна изображению прямоугольного импульса

$$H(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{s}, \quad (4)$$

где $T=2 \cdot 10^{-5}$ с – период повторения импульсов.

Для последующего синтеза многоконтурной системы управления передаточная функция внутреннего замкнутого контура тока имеет вид:

$$W_{зкт}(s) = \frac{k_{pt}k_{тп}(T_0s+1)}{T_0s(T_{\mu}s+1)(Ls+r)} \quad (5)$$

$$1 + \frac{k_{pt}k_{тп}k_{дт}(T_0s+1)}{T_0s(T_{\mu}s+1)(Ls+r)}$$

Импульсная передаточная функция разомкнутого контура тока

$$W_{ркт}(z) = \frac{z-1}{z} z \left\{ \frac{W_{зкт}(s)}{s} \right\}, \quad (6)$$

где

$$W_{\text{ркт}}(s) = \frac{k_{\text{рт}} k_{\text{тп}} (T_0 s + 1)}{T_0 s (T_{\mu} s + 1) (Ls + r)} \quad (7)$$

Проведено моделирование системы управления в программной среде «Matlab Simulink». Расчетные значения тока в замкнутом контуре представлены на рис.5.

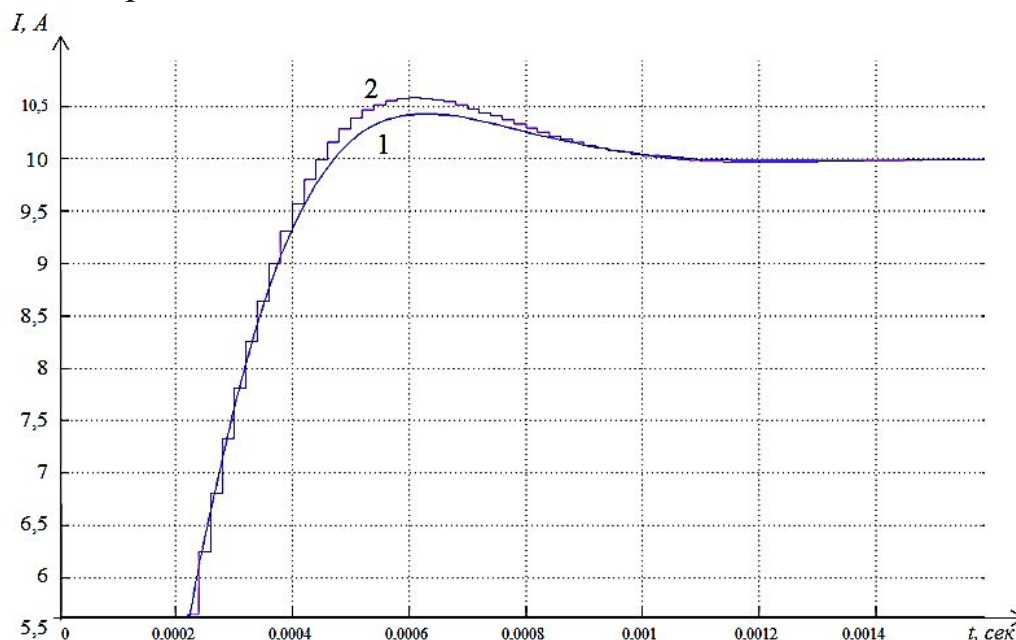


Рис. 5. Сигналы на выходе контура тока при единичном входном воздействии для аналоговой (1) и цифровой (2) модели

Из графиков можно сделать вывод, что цифровая модель полностью отражает работу аналоговой модели, небольшие расхождения связаны с осуществлением z – преобразований. Таким образом, разработанные цифровые модели магнитного подвеса позволяют оптимизировать систему регулирования, обеспечивая требуемые показатели качества, а разработанные модели позволяют исследовать устойчивость системы и динамику переходных режимов.

Библиографический список

1. Журавлев, Ю. Н. Активные магнитные подшипники: Теория, расчет, применение / Ю.Н.Журавлев. - СПб.: Политехника, 2003. - 206 с.
2. Макаричев, Ю.А., Стариков А.В., Ткаченко И.С. Синтез системы подчиненного регулирования электромагнитным подвесом ротора/ Ю.А. Макаричев, А.В. Стариков, И.С. Ткаченко /Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Физико-математические науки», №1 (14)-2007.-Самара: СамГТУ, 2007.- С.143-148.

УДК 621.314

**О. И. Самойлов, А. Я. Кокин, О. А. Мотина, Л. В. Белова,
Г.М. Мирясов, В. Г. Титов**

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ДВИЖЕНИЯ СУДНА

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В статье рассматриваются основные проблемы, связанные с электромагнитной совместимостью и генерацией в сеть высших гармонических составляющих при эксплуатации электропривода движения судов. Приведены рекомендации позволяющие провести гармонический анализ системы с помощью программного пакета MatLab Simulink.

The article discusses the main issues related to electromagnetic compatibility, and the generation of the network of higher harmonic components in the operation of the electric ship movement. Provides recommendations allowing for harmonic analysis of system using the software MatLab Simulink.

Ключевые слова: гребная электрическая установка, электропривод, преобразователь частоты, гармонический анализ, электромагнитная совместимость, MatLab, Simulink.

Keywords: rowing electrical installation, electric drive, frequency Converter, harmonic analysis, electromagnetic compatibility, MatLab, Simulink.

В настоящее время судостроительная отрасль имеет значительный опыт создания и внедрения систем электродвижения (в том числе построенных на отечественной технике). Например, на ледоколах и судах ледового плавания.

В последнее время системы электродвижения стали применяться на судах вспомогательного флота. Это связано с необходимостью обеспечения режимов динамического позиционирования, которое трудно реализовать неэлектрическими средствами. Судостроительной промышленностью создан и передан флоту, а также находятся на разных стадиях проектирования, изготовления, проведения испытаний и эксплуатации целый ряд заказов.

Имеющийся опыт эксплуатации судов, снабженных этими установками, подтвердил устойчивую работу единой электроэнергетической системы (ЕЭЭС) во всех режимах, хорошую маневренность, обеспечение режима динамического позиционирования и высокие эксплуатационные характеристики. В настоящее время преобладающая часть проектируемых судов имеют ЕЭЭС, что способствует интенсивному развитию таких систем. Регулирование частоты вращения электродвигателя производится

статическими преобразователями частоты (ПЧ). При этом возможны как трансформаторный, так и бестрансформаторный вариант ПЧ.

Энергетическую основу таких кораблей составляют ЕЭЭС, включающие в свой состав высоковольтные синхронные генераторы (СГ), системы распределения энергии, компактные модули ее преобразования и накопления, а также системы автоматизированного электропривода. Основная задача ЕЭЭС — обеспечение работы активных потребителей электроэнергии необходимого качества.

Общая структура одного из перспективных вариантов электродвижения судна представлен на рис. 1. Основной особенностью таких систем является то, что гребная электрическая установка (ГЭУ) и прочие судовые потребители получают питание от одного источника. В качестве источника энергии на судах, как правило, применяются синхронные генераторы, работающие параллельно. В качестве гребного двигателя чаще всего применяется асинхронная машина.

Трансформатор служит связующим звеном между источником и преобразователем частоты и позволяет получать напряжение необходимой величины. ПЧ обеспечивает регулирование частоты и напряжения на гребном электродвигателе. Современные ПЧ для регулируемого электропривода строят, в основном, по схеме: неуправляемый выпрямитель - сглаживающий фильтр – автономный инвертор напряжения (АИН) на IGBT- модулях. Так как выпрямители выполняют по трехфазной мостовой схеме, то входной ток ПЧ представляет собой сумму гармоник неканонического вида. При этом наибольшую амплитуду имеют пятая и седьмая гармоники. В условиях, когда изготовители ПЧ применяют конденсаторные сглаживающие фильтры, уровень гармоник в кривой входного тока оказывается высоким. Это приводит к появлению высших гармоник напряжения на всех уровнях системы электроснабжения судна. Учёт влияния гармонических составляющих имеет важную роль при оценке электромагнитной совместимости оборудования системы. Электромагнитная совместимость (ЭМС) технических средств — способность технических средств одновременно функционировать в реальных условиях эксплуатации с требуемым качеством при воздействии на них непреднамеренных электромагнитных помех и не создавать недопустимых электромагнитных помех другим техническим средствам.

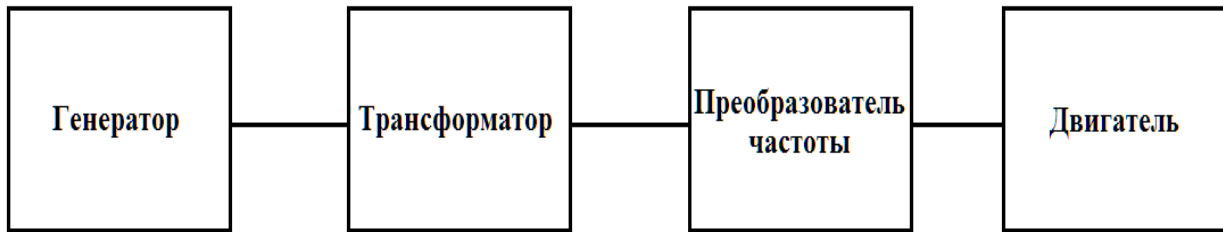


Рис. 1. Структура системы электродвижения судна

Для решения проблем ЭМС необходимо рассчитать величину гармонического искажения и оценивать гармонический состав напряжения на шинах главного распределительного щита (ГРЩ). Это так же требуется для проверки соответствия качества электроэнергии требованиям Российского морского регистра. В сфере расчёта и анализа переходных процессов судовых систем хорошо себя зарекомендовало программное обеспечение MatLab Simulink фирмы MathWorks.

На рис. 2 представлена модель системы движения судна с питанием от синхронного генератора. Построенная в среде Simulink имитационная модель системы электродвижения судна позволяет провести анализ параметров электрической энергии в статических и динамических режимах. Инструмент Matlab Powergui позволяет проводить гармонический анализ полученных кривых. Результат расчета выводится в виде гистограмм, или в виде таблицы значений амплитуды каждой гармоники. Кроме того, данный инструмент производит автоматический расчет суммарного гармонического искажения (THDi), исходя из которого нетрудно получить коэффициент искажения

$$THDi = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_h}{I_1}}. \quad (1)$$

На рис. 3 и рис. 4 представлены кривые входного тока и напряжения сети.

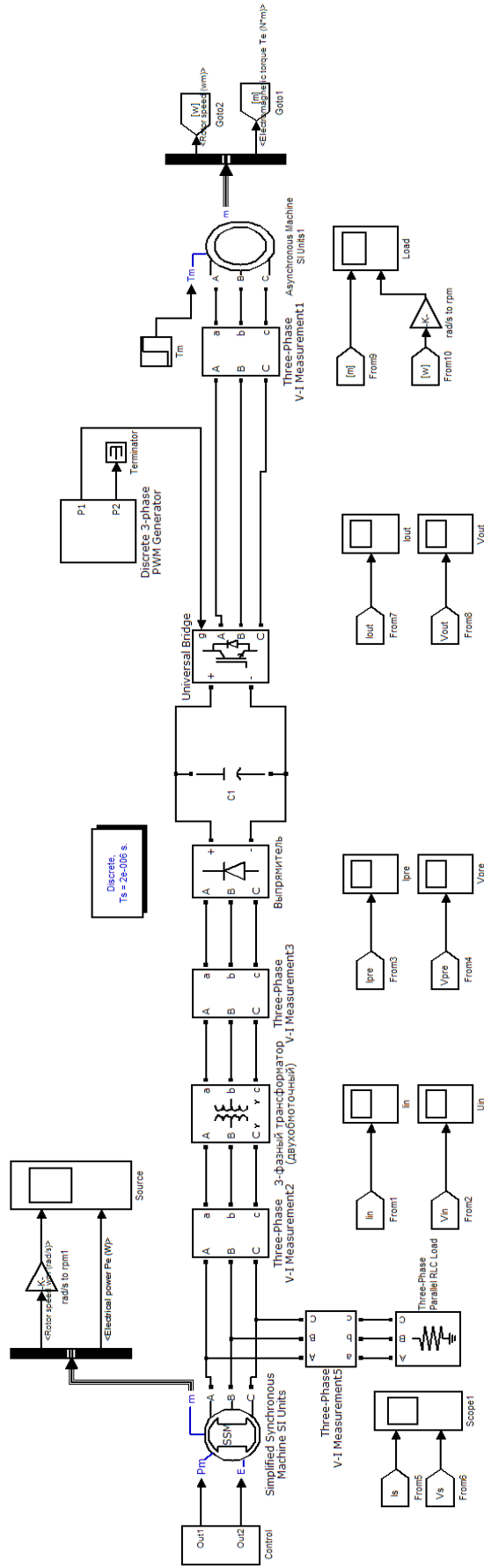


Рис. 2. Имитационная модель электропривода судна

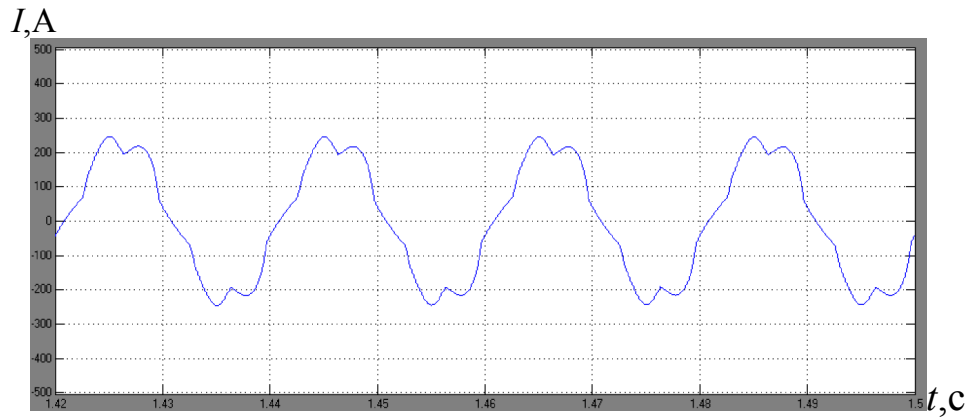


Рис. 3. Осциллограмма входного тока системы электродвижения судна

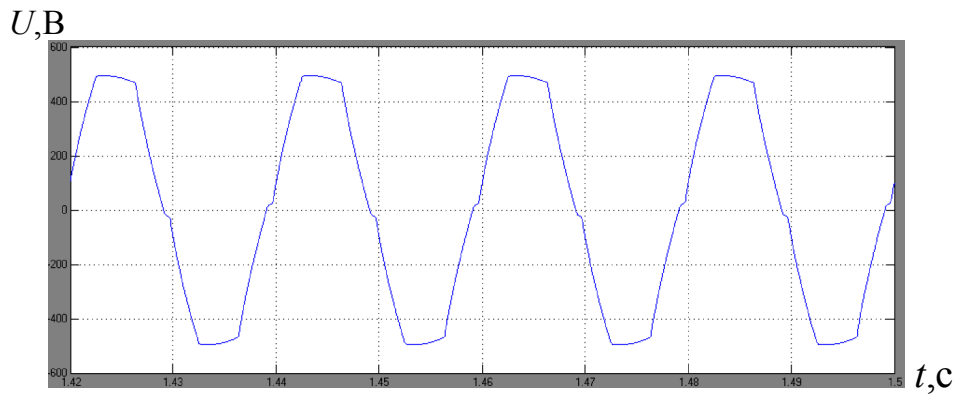


Рис. 4. Осциллограмма входного напряжения системы электродвижения судна

Из полученных осциллограмм кривых тока и напряжения видно, что искажение формы значительно, что нежелательно для питания других потребителей. Для точной оценки был проведен гармонический анализ, который позволил более детально проанализировать и обработать полученные результаты. На рис. 5 и рис. 6 приведены гистограммы гармонического анализа входного тока и напряжения соответственно.

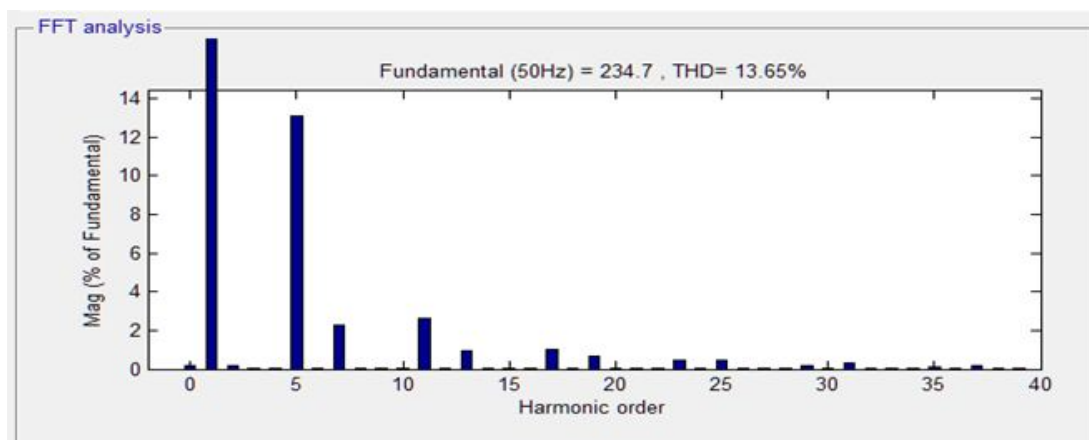


Рис. 5. Гистограмма гармонического анализа входного тока системы электродвижения судна

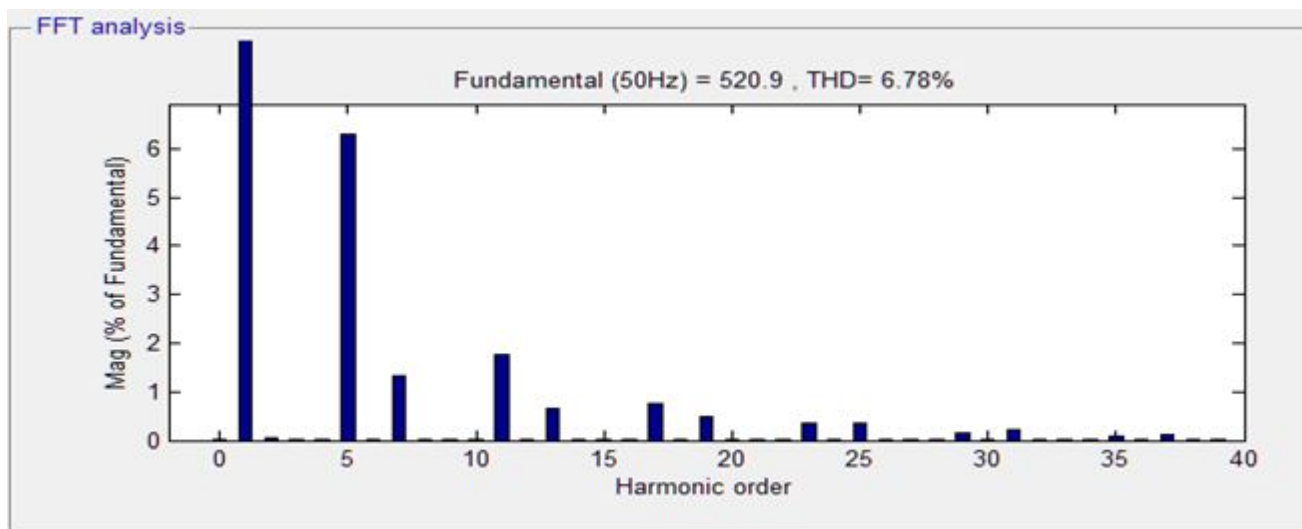


Рис. 6. Гистограмма гармонического анализа входного напряжения системы электродвижения судна

Из полученных результатов следует, что THD входного тока составляет 13.65%, а THD напряжения 6.78%.

Анализ исследуемой в статье схемы системы электродвижения показал, что она не удовлетворяет требованиям электромагнитной совместимости. Очевидно, что одним из вариантов улучшения показателей ЭМС является применение многообмоточного трансформатора во входной цепи ПЧ, увеличивающий фазность выпрямителя. В тоже время, программный продукт MatLab Simulink, отработанный на рассмотренной схеме, позволит легко рассчитать и проанализировать THD в единой судовой сети.

Библиографический список

1. **Кокин, А.Я.** Имитационная модель многоуровневого преобразователя на автономном объекте / А.Я. Кокин, О.И. Самойлов, В.Г. Титов // Будущее технической науки: сборник материалов XIV Международной молодежной научно-техн. конф.; НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2015. – 618 с.
2. **Петров, Г. Н.** Электрические машины, Ч. 2, Асинхронные и синхронные машины/ Г. Н. Петров– М. – Л., Гос-энергоиздат, 1963.– 416 с.

УДК 621.314.26

А.И. Ермолаев, С.Н. Охулков, А.С. Плехов, Д.Ю. Титов**РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ГИДРООПОРАМИ
С МАГНИТОРЕОЛОГИЧЕСКИМ ТРАНСФОРМАТОРОМ
НА ПЛИС**

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Гидроопоры с магнито-реологическим трансформатором обеспечивают виброгашение и шумогашение электротехнических комплексов. Преобразователь частоты обеспечивает требуемый режим работы магнито-реологического трансформатора. В статье рассмотрена система управления однофазным преобразователем частоты для возбуждающих электромагнитов гидроопор. Адекватность разработанной системы управления подтверждена технологией моделирования "hardware in the loop".

Hydromounts with magnetorheological transformer provide vibration dampening and noise decrease of electrical systems. The frequency converter provides a mode of operation of the magnetorheological transformer. In the article considers the control system of single-phase frequency converter for exciting electromagnet of hydromounts. The adequacy of the developed control system verified simulation technology hardware in the loop.

Ключевые слова: преобразователь частоты, виброзащита, гидроопоры, магнито-реологический трансформатор.

Key words: frequency converter, vibration protection, hydromounts, magnetorheological transformer.

Развитие гидроопор с инерционным трансформатором связано с использованием магнито-реологических трансформаторов (МРТ) в системах виброизоляции для гашения вибрации и шума. МРТ, по сути, является дроссельным каналом, соединяющим рабочую и компенсационную камеры гидроопоры [1]. Этот канал расположен в перегородке из ферромагнитного материала между полюсами возбуждающих электромагнитов (ВЭ). Одним из важных и функциональных узлов гидроопоры с магнито-реологическим трансформатором является устройство, обеспечивающее намагничивание и размагничивание индукционного МРТ [2,3,4].

Правильная работа индукционных дроссельных каналов МРТ при перестройке по частоте возможна только при заданном режиме изменения во времени напряженности или индукции магнитного поля, что эквивалентно поддержанию соответствующей формы кривой намагничивающего тока. Необходимый режим намагничивания ВЭ обеспечивается полупроводниковым преобразователем [2, 5].

Принцип действия системы автоматического управления МРТ гидропоры, применяемой для снижения вибрации электромеханического комплекса, показан на рис. 1.

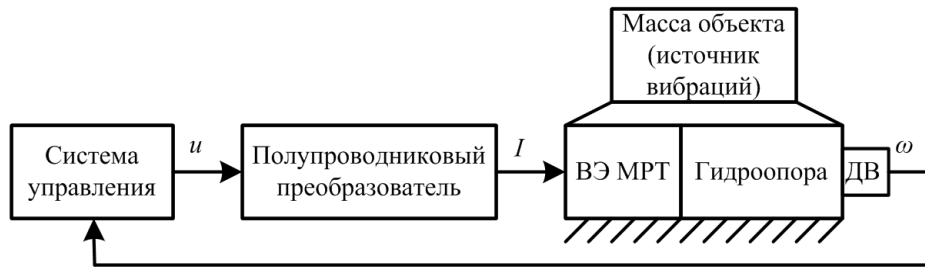


Рис. 1. Функциональная схема системы автоматического управления виброзащитной гидропорой

Между жестким основанием и источником вибрации установлена гидроопора, на которой установлен датчик вибрации (ДВ). ДВ может транслировать один из сигналов, которые пропорциональны перемещению, скорости или ускорению на вход системы управления. Этот информационный сигнал ω представляет собой сумму гармонических колебаний на частотах от 5 до 100 Гц. Система управления выполняет преобразование Фурье, определяет наибольшую амплитуду в заданном диапазоне частот и формирует сигнал u , управляющий ключами полупроводникового преобразователя. Под действием магнитного поля дроссельные каналы «открываются» и «закрываются», т.е. преобразователь обеспечивает ВЭ током намагничивания I , который влияет на вязкость магнитной жидкости, протекающей через дроссельные каналы. В процессе управления МРТ гидропоры на обмотку возбуждающего электромагнита подается двухполярное напряжение возбуждения U_b , величина и частота f_b которого определяются системой управления.

Частота возбуждения, на которую настраивается гидроопора, определяет амплитуды сигналов возбуждения U_b и размагничивания U_p согласно [6]:

$$U_b = 0.85 f_b,$$

$$U_p = 0.33 f_b + 1.7.$$

При этом между частотой возбуждения f_b и частотой размагничивания f_p выполняется следующее соотношение [6]:

$$f_p \geq 10 \cdot f_b.$$

Кроме выбора амплитуд и частот, необходимо правильно подобрать временные интервалы импульсов возбуждения τ_b и размагничивания τ_p . Эти временные интервалы в периоде действия вибросигнала распределены согласно зависимости [2, 6]:

$$T_{cc} = [(\tau_B + \tau_p) + (\tau_B + \tau_p)]$$

где $\tau_B = (1,5 / 7) \cdot T_c$ – длительность сигналов возбуждения сердечников ВЭ МРТ, $\tau_p = 2T_c / 7$ – длительность сигналов размагничивания сердечников ВЭ МРТ, T_c – период вибросигнала.

Авторами была разработана модель для управления гидропорой с МРТ, содержащая систему управления однофазным преобразователем частоты, показанная на рис. 2. Система управления разработана с применением Altera DSP Builder, который позволяет разрабатывать и моделировать алгоритмы управления, а затем генерировать код для ПЛИС.

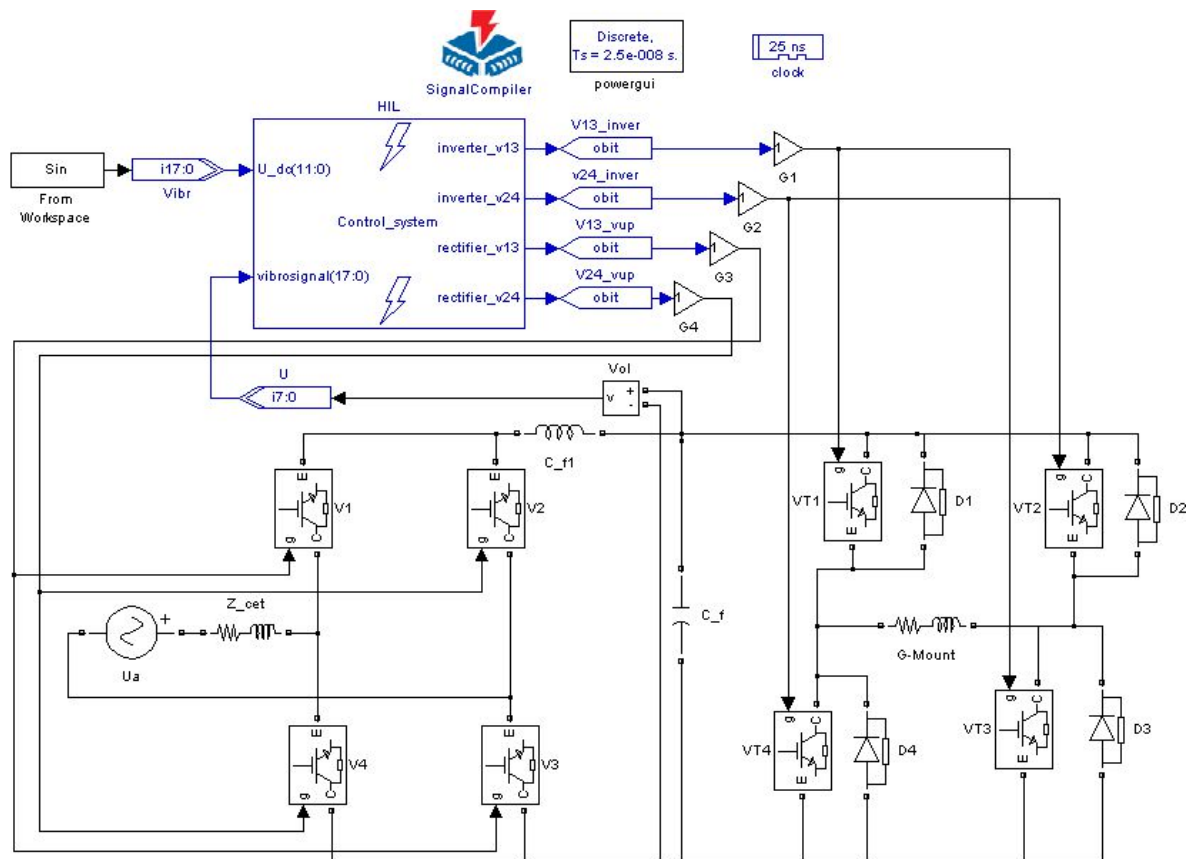
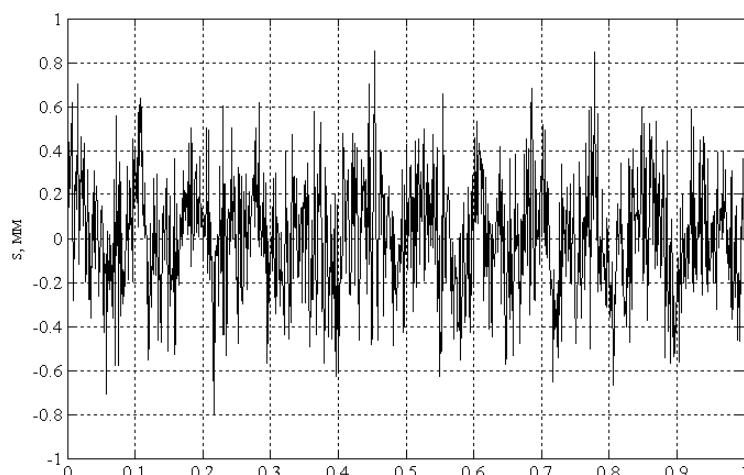
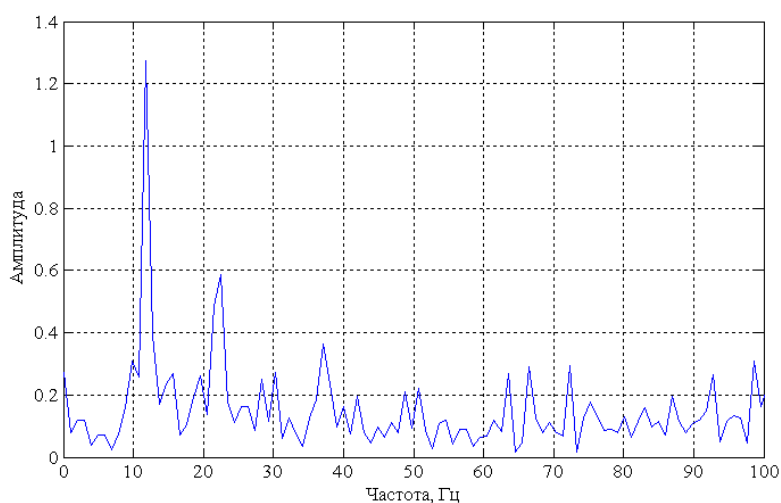


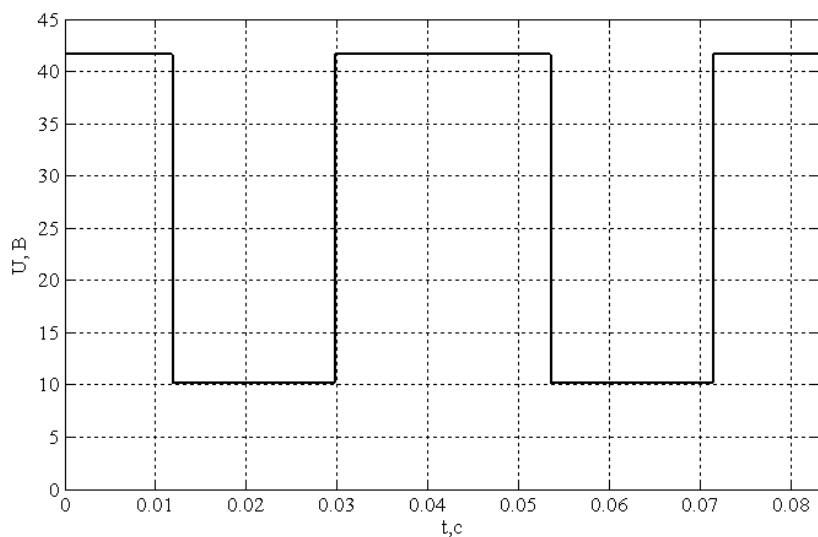
Рис. 2. Модель управления гидропорой с МРТ

С помощью технологии “hardware in the loop” было проведено моделирование системы управления преобразователем частоты, создающим ток намагничивания ВЭ гидропоры. При таком моделировании из модели на ПЛИС передаются сигналы вибрации и напряжения в звене постоянного тока, а от ПЛИС в модель передаются сигналы управления ключами выпрямителя и инвертора, обеспечивая режим намагничивания и размагничивания ферромагнитных сердечников ВЭ, при котором происходит «открытие» и «запирание» дроссельных каналов в МРТ гидропоры.

Сигнал вибрации, переданный на ПЛИС, показанный на рис.3. Спектр сигнала вибрации, рассчитанный системой управления, показан на рис. 4.

**Рис. 3. Сигнал вибрации****Рис. 4. Спектр сигнала вибрации**

Система управления формирует задание напряжения в звене постоянного тока преобразователя частоты (рис. 5). На рис. 6 показано напряжение в звене постоянного тока.

**Рис. 5. Задание напряжения в звене постоянного тока**

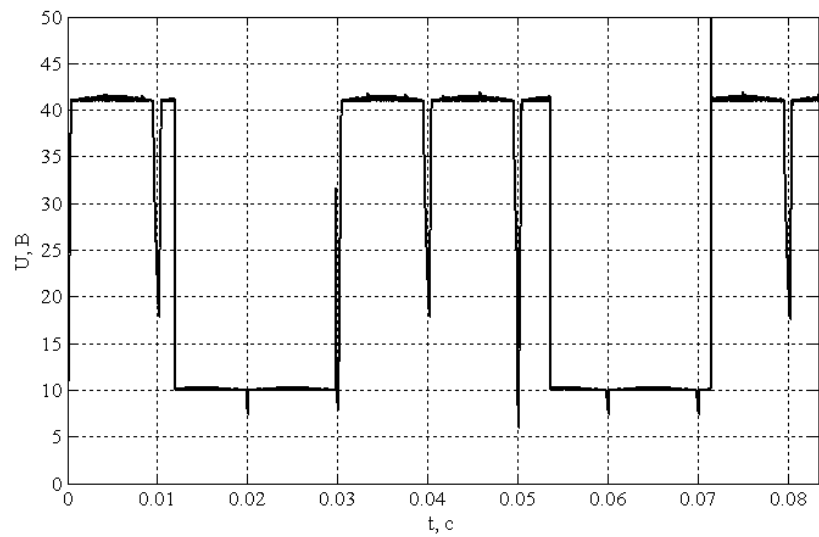


Рис. 6. Напряжение в звене постоянного тока

На рис. 7 показано напряжение на МРТ гидроопоры, рис. 8 ток через МРТ.

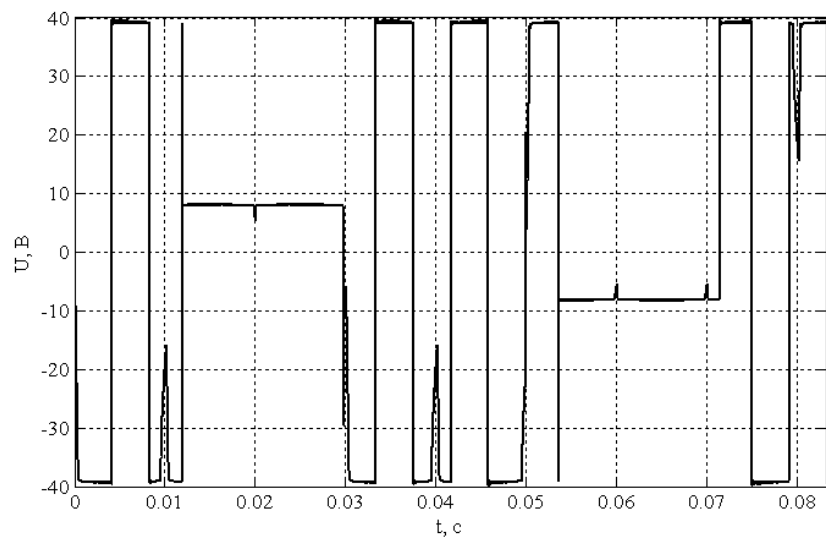


Рис. 7. Напряжение на МРТ

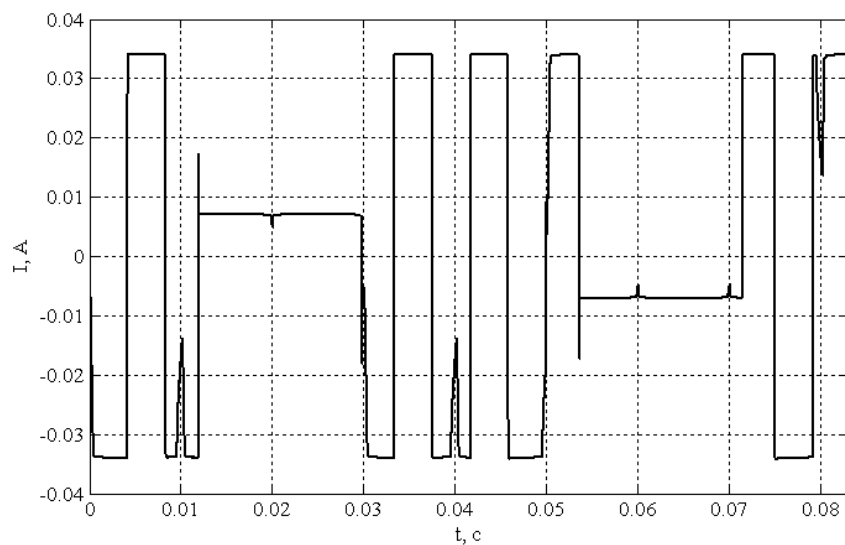


Рис. 8. Ток через МРТ

В статье рассмотрена система управления полупроводниковым преобразователем частоты, формирующим ток намагничивания возбуждающего электромагнита гидропоры, заполненной магнитореологической жидкостью. Адекватность разработанной системы управления подтверждена технологией моделирования “hardware in the loop”.

Исследование выполнено при поддержке Российского научного фонда (проект №15-19-10026).

Библиографический список

1. **Гордеев, Б. А.** Системы виброзащиты с использованием инерционности и диссипации реологических сред / Б. А. Гордеев, В. И. Ерофеев, А. В. Синев, О. О. Мугин. – М.: Физматлит, 2004. – 175 с.
2. **Гордеев, Б.А.** Полупроводниковый преобразователь для питания гидропор в электротехнических комплексах высотных зданий / Б.А. Гордеев, М.Н. Охотников, Д.Ю. Титов, Ю.В. Шевырев, О.В. Федоров // Приволжский научный журнал, 2016. - № 1 (37). - С. 50-57.
3. **Гордеев, Б. А.** Применение магнитореологических жидкостей в машиностроении / Б. А. Гордеев, С. Н. Охулков, А. С. Плехов, П. А. Злобин // Приволжский научный журнал, 2014. - № 4. - С. 29-42.
4. **Гордеев, Б. А.** Влияние остаточной магнитной индукции на амплитудно-частотные характеристики магнитореологических трансформаторов / Б. А. Гордеев, С. Н. Охулков, В. В. Бугайский, А. Н. Осмехин // Вестник машиностроения. – 2014. - №10. - С. 32-38.
5. **Ermolaev, A. I.** Semiconductor converter for field magnets of hydromounts with a magnetorheological transformer / A.I. Ermolaev, S.N. Okhulkov, A.S. Plekhov, D.Y. Titov // 2015 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC), 2015. pp. 1-3. DOI: 10.1109/PICC.2015.7455774.
6. **Гордеев, Б.А.** Устранение гистерезисных эффектов в ферромагнитных сердечниках электромеханических преобразователей гидравлических вибропор / Б.А. Гордеев, С.Н. Охулков, А.Н. Осмехин, А.С. Плехов // Вестник Ивановского государственного энергетического университета, 2013. - № 5. - С. 64-68.

Секция 3. ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ И ЭКОНОМИЯ ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

УДК 621.3

А.Б. Лоскутов, А.А. Лоскутов, Д.В. Зырин, П.А. Толчин

АНАЛИЗ РАЦИОНАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ НЕЙТРАЛИ В ГЕКСАГОНАЛЬНОЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

С развитием концепции интеллектуальных распределительных сетей и выделением их возможных конфигураций перед проектировщиком встает ряд общих вопросов. Одним из них является определение оптимального режима работы нейтрали данной сети. В статье рассмотрены режимы работы нейтрали при моделировании коротких замыканий различных типов и дана краткая характеристика каждого режима.

With the development of the concept of smart distribution networks and the allocation of their possible configurations, a number of common issues arises before the designer. One of these issues is to determine the optimal neutral mode of the network. The article describes neutral modes in the simulation of short circuits of different types and gives a brief description of each mode.

Ключевые слова: интеллектуальные распределительные сети, гексагональные сети, режим работы нейтрали, токи короткого замыкания, моделирование в PSCAD.

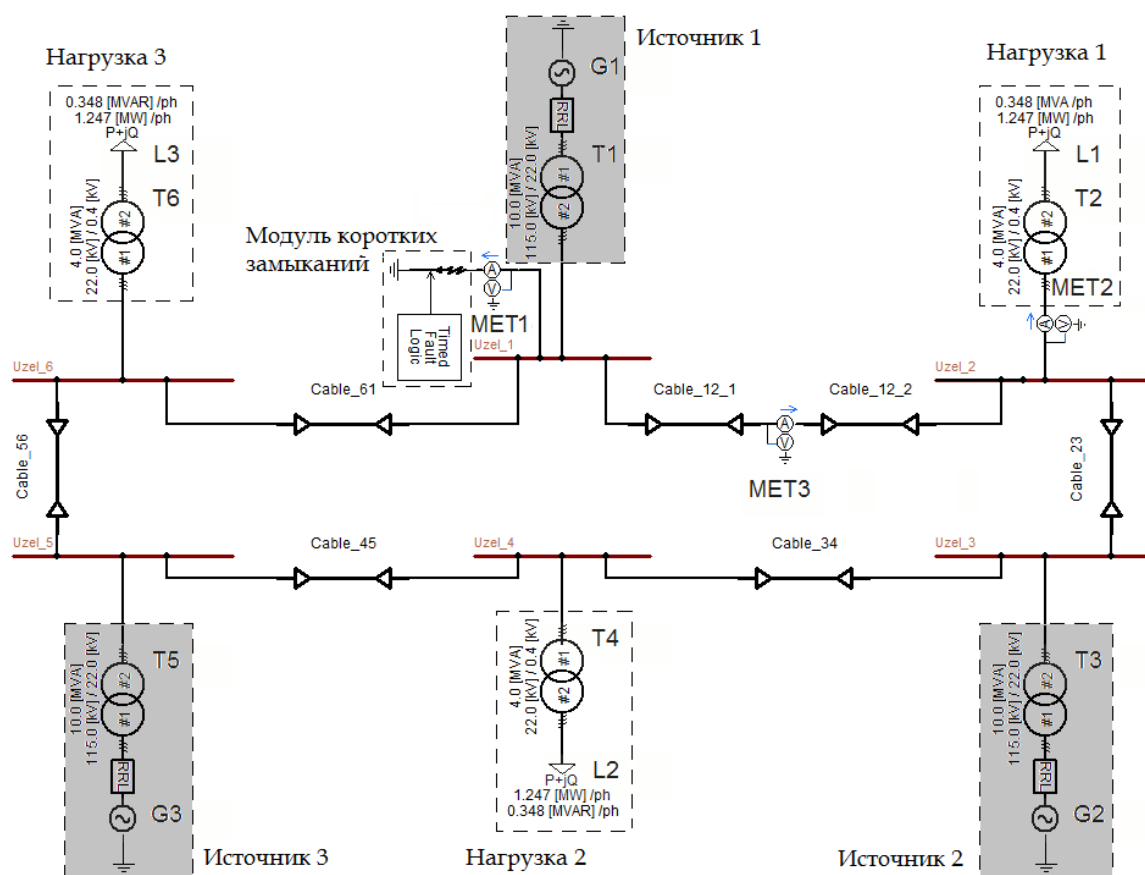
Keywords: smart grids, hexagonal grids, neutral mode, the short-circuit currents, simulation in PSCAD.

Одной из важных задач развития интеллектуальной распределительной сети (ИРС) является формирование сетей гибкой конфигурации, таких как, например, гексагональная. Одним из плюсов данной конфигурации выделяется высокий уровень связности данной сети, определяющийся питанием нагрузки по резервным путям, что также определяет проблему данной сети – повышенный уровень токов короткого замыкания [1]. Поэтому актуальной задачей является анализ влияния и выбор рационального режима нейтрали для ограничения токов короткого замыкания (КЗ) и токов замыкания на землю (ЗЗ).

Исходя из указанных особенностей, были выделены следующие задачи:

- изучение режимов заземления нейтрали (РЗН) в распределительной сети 20 кВ гексагональной конфигурации;
- краткая оценка эффективности рассмотренных режимов.

В качестве объекта изучения принята одна ячейка гексагональной распределительной сети 20 кВ, схема которой представлена на рис.1, а инструментом для реализации данной модели был выбран программный комплекс PSCAD.



T1, T3, T5 - понижающие трансформаторы 110/20 кВ; T2, T4, T6 - понижающие трансформаторы 20/0,4 кВ; MET1, MET2, MET3 - мультиметры

Рис.1. Принципиальная схема ячейки гексагональной распределительной сети, выполненная в PSCAD

В данной модели, к каждому узлу, соединенными кабельными линиями, подключены три источника и три нагрузки, что аналогично сети с параллельной работой распределенной генерацией.

Был проведен ряд экспериментов при условиях: КЗ и ЗЗ на шинах источника и, КЗ и ЗЗ на шинах нагрузки. Результаты экспериментов показывают, что уровни токов КЗ и ЗЗ в данных точках имеют несущественные расхождения, и далее принято рассматривать КЗ и ЗЗ на шинах источника.

Для удобства расчетов был приняты следующие допущения:

- нагрузка во всех узлах принята одинаковой;

- соединение узлов ячейки между собой выполнено с помощью кабелей одинакового сечения АПВнг-LS 3х(1х500) мм²;
- произведен учет параметров насыщения трансформаторов (ТР);
- схема замещения источников состоит из источника ЭДС, активного и индуктивного сопротивления, с шунтирующим индуктивное сопротивление активным сопротивлением.

На рис.2 представлена схема замещения сети и эквивалентная схема для расчета симметричного тока КЗ.

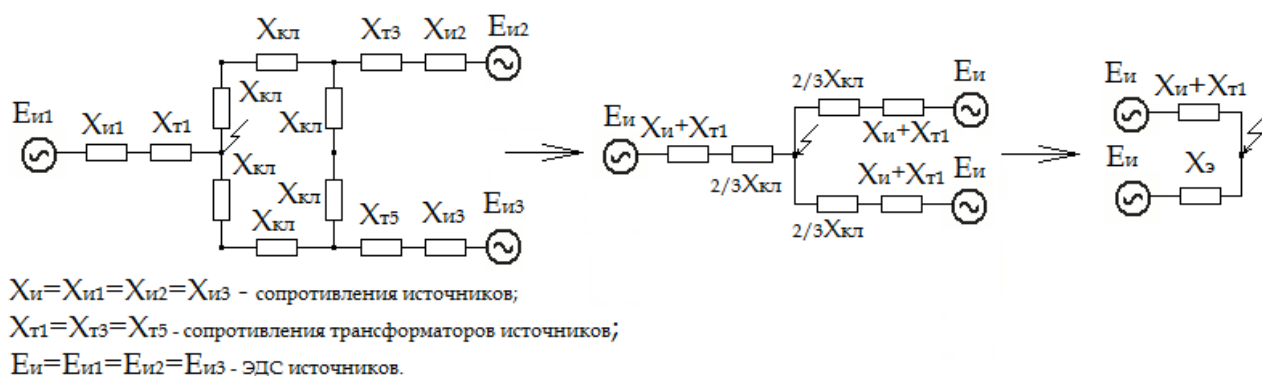


Рис.2. Схема замещения моделируемой сети и эквивалентная ей схема

Сопротивление $X_{э}$ получено путем преобразования исходной схемы и находится по формуле:

$$X_{э} = X_{кЛ} + \frac{X_{и} + X_{т1}}{2}. \quad (1)$$

Ток трехфазного короткого замыкания ($K^{(3)}$) равен сумме токов в ветвях:

$$I^{(3)} = \frac{E_{и}}{X_{и} + X_{т1}} + \frac{E_{и}}{X_{э}}. \quad (2)$$

Далее, для режимов КЗ и ЗЗ, мы измеряли показания амплитудных токов и напряжений, а также действующее значение напряжения непосредственно в точке замыкания, в середине кабельной линии и на нагрузке.

При этом исследование проводилось для различных режимов работы нейтрали:

- изолированная со схемой соединения обмоток ТР – «треугольник» (ИНТ);
- изолированная со схемой соединения обмоток ТР – «звезда» (ИНЗ);
- глухозаземленная;
- резистивная.

Как известно, однофазное замыкание на землю (ОЗЗ) является наиболее частым замыканием в электрических распределительных сетях. На

рис. 3 приведены осциллограммы токов ОЗЗ для различных режимов заземления нейтрали, а также векторные диаграммы напряжений в режиме ИНТ, в момент времени до КЗ и в момент, когда амплитуда напряжения поврежденной фазы практически снижается до нуля.

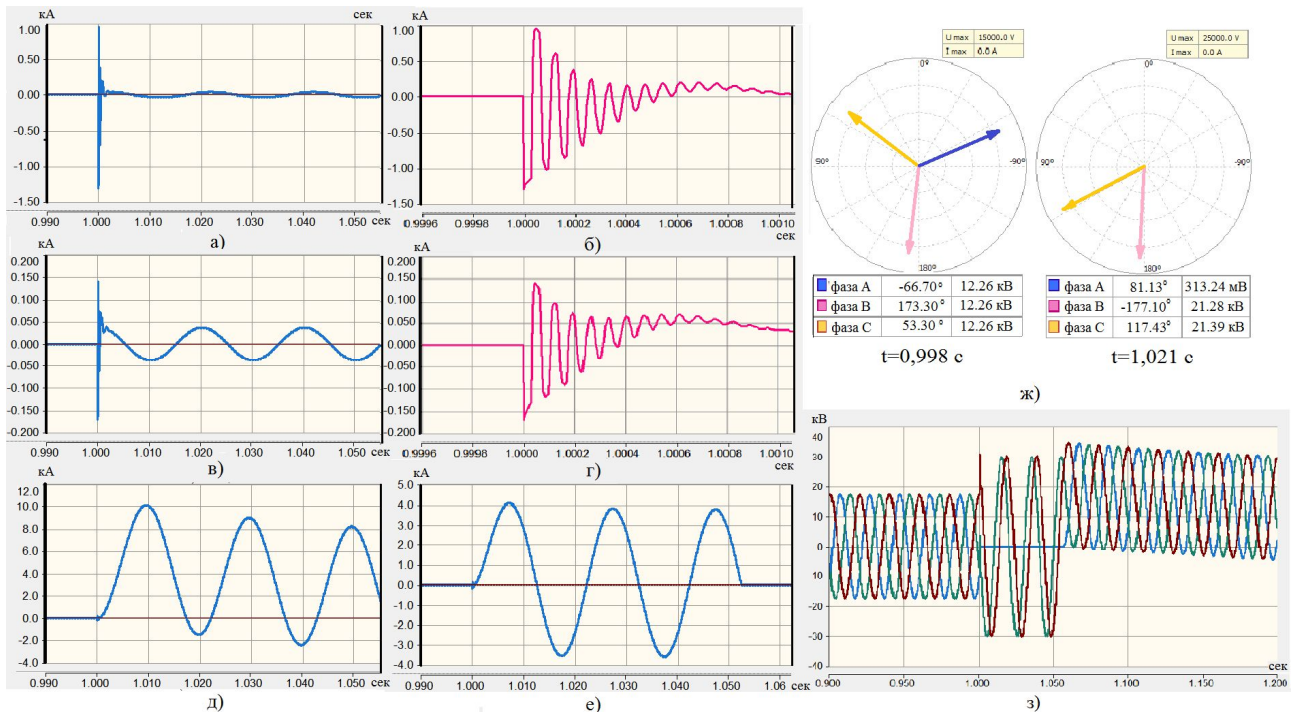


Рис.3. Токи ОЗЗ на шинах источника, измеренные непосредственно в точке замыкания:

а) режим ИНТ; б) среднечастотные составляющие тока в режиме ИНТ; в) режим ИНЗ г) среднечастотные составляющие тока в режиме ИНЗ; д) режим глухозаземленной нейтрали; е) режим резистивной нейтрали ($R=12$ Ом); ж) векторные диаграммы напряжений режима ИНТ в точке непосредственно до ЗЗ и в точке практически полного затухания амплитуды напряжения поврежденной фазы; з) осциллограммы напряжений в режиме ИНТ при ОЗЗ

В то же время, необходимо определить общий уровень токов ОЗЗ, двухфазного замыкания ($K^{(2)}$), двухфазного замыкания на землю ($K^{(1,1)}$) и трехфазного замыкания ($K^{(3)}$), для определения и оценки максимальных токов различных режимов и характеристики режимов работы нейтрали. На рис.4 представлены диаграммы токов и напряжений различных видов КЗ в различных режимах работы нейтрали сети.

Расчетный ток $K^{(3)}$ по (2) составляет 10,87 кА, что незначительно превышает токи, полученные при моделировании в PSCAD. Это объясняется тем, что в PSCAD более точно описывается модель сети с учетом дополнительных параметров, таких как сопротивление грунта, расположение кабелей и т.д.

Из полученных осциллограмм видно, что в переходном процессе (ПП) для сетей с изолированной нейтралью (ИН) из-за большой емкости системы, свободные составляющие в разрядной стадии ПП приобретают амплитуду тока, более чем в 10 раз превышающую амплитуду периодической составляющей (рис. 3,а), что необходимо учитывать при отстройке устройств релейной защиты [2]. Бросок тока в сети с обмотками трансформаторов, соединенными в «звезду», также присутствует, но с меньшей амплитудой (рис. 3,б), т.к. сопротивление источника включает сопротивление нулевой последовательности. Кроме того, в зарядной стадии появляются среднечастотные составляющие во всех типах ЗЗ, пагубно влияющие на изоляцию кабелей из сшитого полиэтилена[3].

Режим глухозаземленной нейтрали не имеет разрядной и зарядной стадии в ПП, так как в контуре тока КЗ нет емкостей, но характеризуется самым большим уровнем токов КЗ, что с одной стороны, позволяет использовать менее чувствительную защиту, а с другой, накладывает дополнительные требования к быстродействию и надежности данных защит. В режиме резистивной нейтрали имеется возможность ограничить ток ОЗЗ в 2.5 раза (рис.3), включив в нейтраль резистор с $R=120\text{ Ом}$, а переходный процесс данного режима не содержит среднечастотных составляющих, как в сетях с ИН.

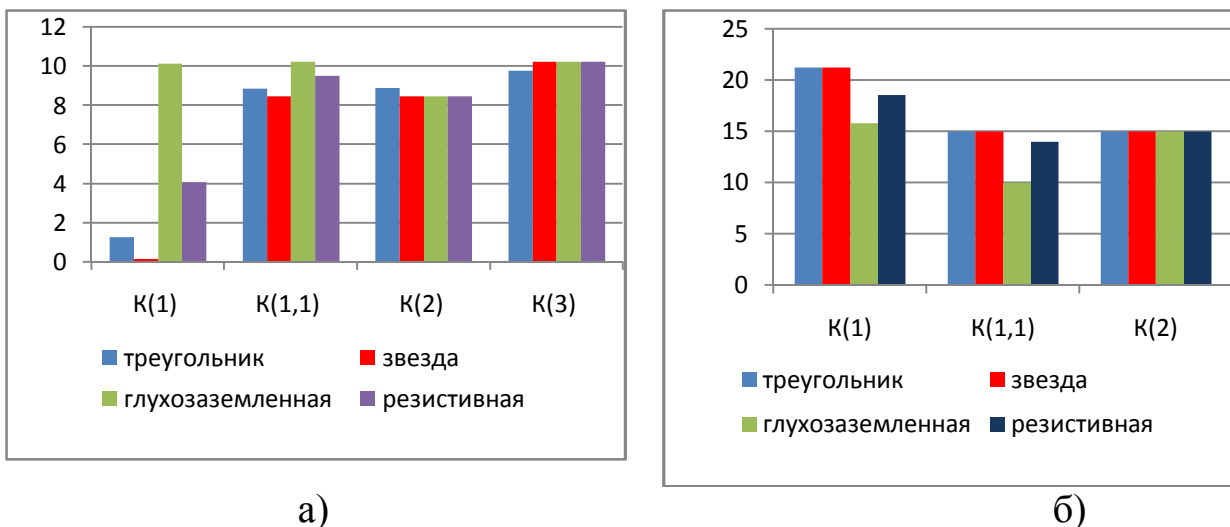


Рис.4 . Замыкание на шинах источника:

а) ударные значения токов, кА; б) действующие значения фазного напряжения, кВ

Подобрав резистор для конкретной сети, можно ограничить величину тока ОЗЗ для более удобного выбора чувствительности защит и уменьшения ущерба в электрической сети, в случае несрабатывания защит.

Проанализировав полученные результаты, можно сделать вывод, что у всех режимов есть свои достоинства и недостатки, но наиболее перспек-

тивным для дальнейшего исследования является режим резистивной нейтрали.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ (соглашение № 14.577.21.0124) о предоставлении субсидии от 20.10.2014. Уникальный идентификатор проекта RFMEFI57714X0124).

Библиографический список:

1. **Лоскутов, А.Б.** Интеллектуальные распределительные сети 10-20 кВ с гексагональной конфигурацией / А.Б.Лоскутов, Е.Н.Соснина, А.А.Лоскутов, Д.В.Зырин // Промышленная энергетика, 2013. – № 12.
2. **Шуин, В.А.** Защиты от замыканий на землю в электрических сетях 6-10кВ/ В.А. Шуин, А.В. Гусенков – Москва, 2001 г.
3. **Ширковец, А.И.** Резистивное заземление нейтрали в сетях 6-35 кВ с СПЭ-кабелями/ А.И. Ширковец, Л.И. Сарин, М.В. Ильиных, А.И. Шалин // Новости электротехники – 2008 – №2.

УДК 621.311

Е.Н. Соснина, Е.В. Крюков, А.В. Бахтин, С.Н. Яшин

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГИБРИДНЫХ ЭНЕРГОУСТАНОВОК НА ОСНОВЕ ТОТЭ И ГТУ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В статье проведен анализ эффективности использования гибридной энергоустановки (ЭУ) на основе твердооксидных топливных элементов (ТОТЭ) и газотурбинных установок (ГТУ) для электроснабжения потребителей. Проведен расчет срока окупаемости при внедрении таких ЭУ в систему электроснабжения потребителей, а также анализ себестоимости электрической и тепловой энергии гибридной ЭУ.

The article describes the analysis of the hybrid power plant (HPP) based on solid oxide fuel cells (SOFC) and gas turbine (GT) effectiveness for the power supply systems. The calculation of the HPP payback period and analysis of the HPP electricity and thermal energy cost were carried out.

Ключевые слова: гибридные энергоустановки, ТОТЭ, газотурбинные энергоустановки, расход топлива, тепловое загрязнение, срок окупаемости.

Keywords: hybrid power plants, SOFC, gas turbine, fuel consumption, thermal pollution, the payback period.

Повышение эффективности выработки электрической энергии на энергоустановках (ЭУ) малой генерации является одним из приоритетных направлений развития современной энергетики. В настоящее время в автономных системах электроснабжения широко распространены газотурбинные энергоустановки (ГТУ), что обусловлено простотой их конструкции, высокой маневренностью, возможностью полной автоматизации управления, малыми массогабаритными характеристиками.

Значительно повысить эффективность ГТУ возможно путем создания гибридных ЭУ. Разрабатываются научно-технические решения по созданию ЭУ с использованием твердооксидных топливных элементов (ТОТЭ), которые могут обеспечить КПД гибридной ЭУ до 80-85%.

Отличительной способностью ТОТЭ является возможность прямого преобразования химической энергии в электрическую. Процесс производства электроэнергии сопровождается выделением большого количества тепла, которое можно полезно использовать в цикле ГТУ.

Ключевыми элементами гибридной энергоустановки на базе ТОТЭ и ГТУ (рис. 1) являются турбина, компрессор и электрогенератор, располо-

женные на одном валу, батарея ТОТЭ, инвертор, камера дожигателя, рекуператор для подогрева топлива и воздуха, рекуператор для полезной утилизации тепла (теплоснабжение потребителей).

Принцип работы схемы заключается в следующем. Топливо (природный газ), первоначально имеющее температуру 15-22 °С, подается в рекуператор, где нагревается от тепла уходящих газов турбины до 700 °С. Подогретое топливо поступает в электрохимический генератор (батарею ТОТЭ). Компрессор, приводимый в движение турбиной, производит забор воздуха из окружающей среды (температура 18-20 °С), далее воздух подогревается в рекуператоре до 750 °С и поступает в батарею ТОТЭ. После реакции в ТОТЭ газы (1000-1150 °С) поступают в камеру дожигателя, где при дополнительной подпитке воздухом (и топливом при необходимости) их температура повышается до номинальной входной температуры газов ГТУ.

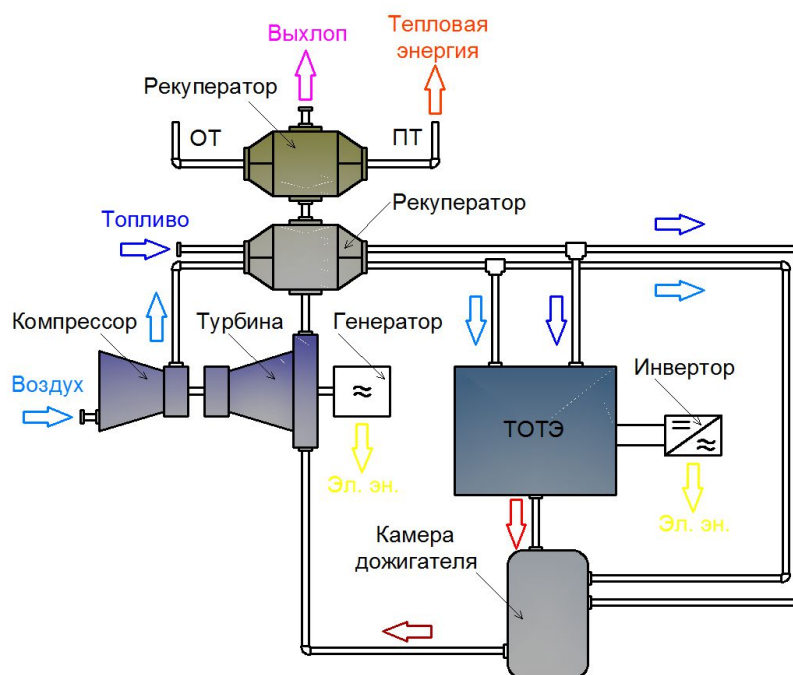


Рис. 1. Принципиальная схема гибридной энергоустановки на основе ТОТЭ и ГТУ

Турбина приводится в движение за счет разогретых газов, раскручивая генератор и компрессор, имеющие общий вал. Газы на выходе из турбины поступают в рекуператор подогрева воздуха и топлива, затем в рекуператор подогрева теплоносителя для теплоснабжения потребителей, и в виде выхлопа выбрасываются в атмосферу. Переменный ток промышленной частоты, получаемый на выходе электрогенератора, в зависимости от мощности установки может иметь напряжение 0,4 или 10 кВ. Напряже-

ние, получаемое от топливного элемента через инвертор, преобразуется из постоянного в переменное, как правило, на 0,4 кВ.

Гибридные электростанции на основе ТОТЭ и ГТУ обладают рядом преимуществ перед другими источниками малой генерации. В работе произведен расчет КПД, расхода топлива и теплового загрязнения гибридных энергоустановок, а также проведено сравнение полученных значений с аналогичными показателями для ЭУ на ТОТЭ, газотурбинных и дизельных ЭУ (табл. 1). Расчетные формулы для КПД, расхода топлива и теплового загрязнения приведены в [1,2].

Таблица 1

Технические характеристики ЭУ и результаты расчета

Тип ЭУ	Модель	Электрическая мощность установки, кВт	Расход топлива	Средний расход топлива на 1 кВт	КПД, о.е.	Средний КПД, о.е	Сред.уд. тепл. загрязнение, ГДж/кВт*год
Гибридные ЭУ на ТОТЭ и ГТУ	СН-3	300	66 нм ³ /ч	0,22 нм ³ /ч	0,496	0,497	31,883
	СН-15	1400	306 нм ³ /ч		0,499		
	СН-30	2800	615 нм ³ /ч		0,497		
ГТУ	М1А-01	1100	390 нм ³ /ч	0,354 нм ³ /ч	0,274	0,275	108,698
	ГТЭ-1,5Е	1500	550 нм ³ /ч		0,265		
	ГТЭС-2,5	2500	850 нм ³ /ч		0,286		
ТОТЭ	РС-200	200	51 нм ³ /ч	0,236 нм ³ /ч	0,428	0,464	36,751
	Mitsubishi Electric Corp.	4500	1050 нм ³ /ч		0,468		
	ЭЭУ с ЭХГ на ТЭТО	7500	1654 нм ³ /ч		0,495		
Дизельные	GMC1100 HV10,5	800 (560)	1050 кг/ч	0,208 кг/ч	0,4	0,412	44,991
	GMC2000 HV10,5	1488 (1042)	1878 кг/ч		0,417		
	GMC3000 HV10,5	2200 (1540)	2756 кг/ч		0,42		

Сравнительный анализ результатов исследований показал, что гибридные ЭУ обладают наибольшим КПД, наименьшим расходом топлива и наименьшим тепловым воздействием на окружающую среду. Эффект улучшения показателей и характеристик у гибридных энергоустановок объясняется рядом причин. Увеличение КПД связано с повышением эффективности схемы ЭУ и оптимизацией технологического цикла. Уменьшение удельного расхода топлива достигается сочетанием источников генерации ТОТЭ и ГТУ, а также заменой камеры сгорания ГТУ на ЭХГ на ТОТЭ. Уменьшение удельного теплового загрязнения напрямую зависит от КПД установки и достигается путем полной утилизации полезно используемой тепловой энергии (для теплоснабжения потребителей).

Еще одним важным показателем при выборе ЭУ для электроснабжения потребителей является ее экономическая эффективность. В работе проведен расчет срока окупаемости ЭУ и себестоимости вырабатываемой электрической и тепловой энергии.

Технические параметры и характеристики ЭУ на ТОТЭ и ГТУ, используемые при расчете, приведены в табл. 2.

При расчете использованы следующие исходные данные: стоимость проекта 5432000 долл. США; стоимость газа 4366,00 руб. с НДС за 1000 м^3 при теплотворной способности 33,5 МДж/ м^3 ; курс доллара 66,5 руб./доллар; 1 год – $T_p = 8000$, рабочих моточасов; все используемые цены указаны с учетом НДС 18%.

Таблица 2

Технические параметры и характеристики ЭУ

Параметры ЭУ	Значение
Электрическая мощность, кВт	2800
КПД по электричеству совместный, %	49,7
КПД общий – когенерация, %	83,4
Расход газа при номинальной нагрузке, $\text{м}^3/\text{ч}$	615 (природный газ)
Выход тепловой энергии, кДж/ч	6840000 (1900 кВт) (природный газ)

Для определения итоговой себестоимости вырабатываемой электроэнергии использовалась методика с включением основных групп затрат. Результаты расчетов приведены в табл. 3.

Таблица 3

Результаты расчетов окупаемости энергоустановок на основе ТОТЭ и ГТУ

Наименование расчетной операции	Значение, руб. на 1 кВт·ч	Значение, %
Затраты на газ, $ТС_2$	0,959	26
Затраты на замену топливных элементов, $ТС_{ТОТЭ}$	0,998	27
Затраты на запасные части включая капитальный ремонт, $ТС_{КР}$	0,806	22
Затраты на услуги обслуживающей организации, проводящей регламентные сервисные работы, $ТС_{СР}$	0,093	2
Затраты на выплату налога на имущество – 2,2% в год, $ТС_Н$	0,355	9
Амортизационные отчисления, $ТС_А$	0,504	14
Поправка за счет когенерации (утилизация тепла), $ТС_К$	0,51	-
Итоговая себестоимость без учета утилизации тепла, $ТС_{б.у.}$	3,715	100
Итоговая себестоимость с учетом утилизации тепла, $ТС_{с.у.}$	3,205	-
Экономия при выработке 1 кВт·ч электроэнергии с учетом полной утилизации тепла (при сред. стоимости эл. эн. 4,025 руб.), \mathcal{E}	0,82	-
Экономия в год при равномерной полной загрузке, \mathcal{E}_2	18,37 млн. руб. в год	-

Итоговый срок окупаемости:

$$T_{\text{ок}} = \frac{C_c}{\mathcal{E}_r} = \frac{5432000 \cdot 66,5}{18370000} = 19,664 \text{ лет.}$$

Стоимость электроэнергии для предприятий величина относительная, так для стоимости 4,5 руб. за 1 кВт·ч срок окупаемости составляет 12,452 года. Существующие тарифы на электроэнергию занижены государством из-за вынужденного временного регулирования цен в энергетике, что не дает возможности точно оценить некоторые применяемые энергосберегающие мероприятия.

Выводы

1. Гибридные энергоустановки обладают: наибольшим КПД ($\eta=0,497$), из представленных установок, наименьшим удельным расходом топлива (0,25 кг. у. т. на выработку 1 кВт эл. эн.), наименьшим тепловым загрязнением (31,883 ГДж/кВт·год).

2. Себестоимость выработки 1 кВт электроэнергии гибридной установкой составляет 3,715 руб. без учета утилизации тепловой энергии, 3,205 руб. с учетом утилизации тепловой энергии.

3. Срок окупаемости проекта гибридной энергоустановки на основе ТОТЭ и ГТУ СН 30 составляет 19 лет и 8 месяцев при стоимости электро-

энергии 4,025 руб. за 1 кВт·ч, и 12 лет и 6 месяцев при стоимости электроэнергии 4,5 руб. за 1кВт·ч.

4. Применение гибридной энергоустановки наиболее целесообразно для энергоснабжения удаленных от централизованных сетей потребителей с доступом к первичному энергоносителю.

Библиографический список

1. **Крюков, Е.В.**, Применение гибридных ЭУ на основе ТОТЭ и ГТУ для электроснабжения потребителей/ Е.В. Крюков, А.В. Бахтин // 21-я Нижегородская сессия молодых ученых, 2016.

2. **Соснина, Е.Н.**, Тепловое воздействие гибридных энергоустановок на основе ТОТЭ и ГТУ/ Е.Н. Соснина [и др.] //Техносферная безопасность XXI век, изд-во Иркутского национального исследовательского технического университета, 2016.

3. **Захаренков, Е.А.** Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук. Исследование и оптимизация схем и параметров гибридных электростанций на основе топливных элементов и газотурбинных установок. – М.: МЭИ, 2009. 20 с.

4. ЗАО Автономный ЭнергоСервис [Электронный ресурс] URL: <http://www.esist.ru> (дата обращения: 24.03.2016).

5. Калькуляция себестоимости энергии на ТЭЦ [Электронный ресурс] URL: <http://lektsii.net/1-183320.html> (дата обращения: 28.03.2016).

6. ООО «Газпром межрегионгаз» [Электронный ресурс] URL: <http://www.mrgtula.ru> (дата обращения: 29.03.2016).

УДК 621.316.3

В.Л. Осокин, Б.В. Папков

УТОЧНЕНИЕ ИСХОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ В ЗАДАЧАХ ОЦЕНКИ НАДЁЖНОСТИ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Нижегородский государственный инженерно-экономический университет

Объективная оценка показателей надёжности систем электроснабжения затруднена в связи с малым объёмом, неопределённостью и относительной недостоверностью исходных данных. В статье обсуждается проблема уточнения исходной информации в задачах оценки надёжности систем электроснабжения потребителей электрической энергии. Для этого предлагается использование байесовского подхода, что позволяет существенно повысить точность используемых для расчёта надёжности показателей. Приведены примеры расчёта.

An objective estimation of power supply system reliability is difficult due to the small volume, the uncertainty and the relative unreliability of the data sources. The article discusses the problem of clarifying the initial information in tasks of reliability estimation consumer power supply systems. Proposal on the use of Bayes approach can significantly improve the indicators accuracy used to calculate reliability. Results of calculation examples.

Ключевые слова: системы электроснабжения, надёжность, метод экспертных оценок, байесовский подход.

Keywords: power system reliability, the method of expert estimations, the Bayesian approach.

Информационное обеспечение задач оценки последствий нарушения нормального режима электроснабжения потребителей обеспечивается показателями на основе годовых отчётов, плановых, договорных и проектно-технологических норм, директивных и инструктивных материалов, калькуляций себестоимости продукции и др. [1, 2]. В современных условиях эксплуатации систем электроснабжения (СЭС) для достоверной оценки надёжности необходимо дополнительно иметь информацию о таких показателях, как:

- вероятность катастрофических последствий;
- вероятность повреждения технологического оборудования;
- вероятность брака выпускаемой продукции;
- вероятность возникновения отдельных составляющих ущерба;
- безопасность внезапных отключений для технологического персонала;

- максимальная длительность нарушения электроснабжения, не приводящая к срыву технологического процесса производства;
- длительность наладки технологического процесса после восстановления нормального режима электроснабжения;
- длительность выхода на номинальную производительность после наладки технологического процесса;
- значения коэффициентов расхода энергоносителей в разных режимах работы технологического оборудования и ряде других.

Расчёт подобных показателей путём проведения активного эксперимента практически невозможен из-за технических трудностей и больших материальных потерь. Применение аналитических методов ограничено большой размерностью решаемой задачи. Классические статистические методы также неприменимы, поскольку однородные массивы необходимой информации недостаточны для их достоверной оценки. Поэтому одним из путей решения подобного класса задач является метод экспертных оценок [3], но с учётом особенностей задач надёжности СЭС [2]. Однако когда оцениваются вероятности неблагоприятных событий, у экспертов, как правило, проявляется склонность к преувеличению плохого, что приводит к смещению оценок.

Экспертом i предполагается, что неизвестная количественная характеристика x рассматривается как случайная величина, имеющая непрерывную одномодальную, ограниченную по абсциссе плотность с оптимистической a_i и пессимистической b_i границами распределения. При этом, как правило, выбираются β -распределение, логарифмически нормальное или равномерное с соответствующими числовыми характеристиками [4, 5]

$$M(x_i) = \frac{3a_i + 2b_i}{5}, \quad D(x_i) = 0,04(b_i - a_i)^2;$$

$$M(x_i) = \frac{1,4a_i + b_i}{2,4}, \quad D(x_i) = 0,04(b_i - a_i)^2;$$

$$M(x_i) = \frac{a_i + b_i}{2}, \quad D(x_i) = 0,08(b_i - a_i)^2.$$

Как показали расчёты, выбор вида распределения на этом этапе практически не влияет на конечный результат, поскольку точность экспертной информации относительно невелика. Максимальное расхождение между оценками составило не более 20%. Поэтому в дальнейшем использовалось наиболее простое равномерное распределение.

Несомненный интерес представляет интервальная оценка полученных числовых характеристик. В соответствии с неравенством Чебышева [6]

$$P[-m\sigma \leq x - M(x) \leq m\sigma] > 1 - \frac{1}{m^2},$$

где $\sigma = \sqrt{D(x)}$, и при $m = 2$, в этот интервал входит не менее 75% наиболее вероятных значений рассматриваемой случайной величины, что вполне допустимо при использовании методики экспертного оценивания.

Изложенная методика применялась для определения коэффициентов перерасхода энергоносителей, продолжительности простоя и изменения нормального режима работы технологических агрегатов, длительности ремонтных работ, длительности нарушения электроснабжения, не приводящей к срыву технологического процесса и др.

При наличии оценок n экспертов с учётом весовых коэффициентов c_i ($i = \overline{1, n}$) их компетентности [3]

$$M(x) = \sum_{i=1}^n c_i M(x_i), \quad D(x) = \sum_{i=1}^n c_i D(x_i), \quad 1 \geq c_i \geq 0, \quad \sum_{i=1}^n c_i = 1.$$

Оценка c_i может быть уточнена на основе любой, сколь угодно малой дополнительной информации с помощью теоремы гипотез (формулы Байеса) [3–7]. Это даёт возможность минимизировать средний риск – математическое ожидание квадрата ошибки.

Допустим, что n экспертов оценивают условные вероятности возникновения аварийных ситуаций в технологической схеме при нарушениях электроснабжения как $p_{э1}, p_{э1}, \dots, p_{эн}$. Априорно примем, что совпадение искомой вероятности P с каждой из оценок экспертов $p_{эi}$ равновероятно, то есть

$$c_{1ap} = c_{2ap} = \dots = c_{nap} = \frac{1}{n}.$$

Предположим, что за рассматриваемый период эксплуатации было зарегистрировано m нарушений электроснабжения, k из которых привели к срыву производственного процесса. Применяя теорему гипотез, определим, как повлияет на принятые априорно c_i информация о фактических результатах m нарушений электроснабжения.

В этом случае апостериорные величины c_{ips} определяются на основе биномиального распределения согласно выражению

$$c_{ips} = \frac{C_m^k p_{эi}^k (1 - p_{эi})^{m-k} c_{iap}}{\sum_{i=1}^n C_m^k p_{эi}^k (1 - p_{эi})^{m-k} c_{iap}},$$

где $C_m^k P_{\Xi i}^k (1 - P_{\Xi i}^k)^{m-k} \cdot c_{iap}$ – условная вероятность того, что m нарушений электроснабжения приведут к k аварийным ситуациям при условии, что верна информация, высказанная i -м экспертом.

Расчёты, проведённые для различных объектов промышленного производства показали, что учёт даже минимальной дополнительной информации (всего 2–3 значения) существенно (до 20–30%) изменяет величину групповой априорной оценки экспертов.

В целом ряде задач оценки надёжности СЭС ставится задача прямого определения численных значений технико-экономических характеристик технологического процесса. Вычисления производятся на основе байесовского подхода, включающего два этапа: уточнение распределения вероятностей принятия той или иной оценки из высказанных экспертами и определение искомого параметра.

Формула Байеса, используемая для уточнения распределения вероятностей, имеет вид [5]:

$$f_{ps}(P | k, m) = \frac{f_{ap}(P)L(k, m | P)}{\int_{-\infty}^{\infty} f_{ap}(P)L(k, m | P)dp}, \quad (1)$$

где $f_{ap}(P)$ – априорная плотность распределения той или иной оценки параметра из высказанных экспертами; $f_{ps}(P | k, m)$ – апостериорная плотность, характеризующая то же распределение после того, как к априорной экспертной информации добавилась статистическая информация; $L(k, m | P)$ – функция правдоподобия, характеризующая наиболее вероятное значение параметра для осуществления k ситуаций при m нарушениях электроснабжения.

Далее задача заключается в том, чтобы по плотности (1) определить искомый параметр. По условию минимума среднего риска вычисляются

$$\bar{P} = \int_{-\infty}^{\infty} P f_{ps}(P | k, m) dP; \quad \overline{D(P)} = \int_{-\infty}^{\infty} (P - \bar{P})^2 f_{ps}(P | k, m) dP. \quad (2)$$

Поскольку количество аварийных ситуаций в технологической схеме соответствует биномиальному закону распределения,

$$L(k, m | P) = C_m^k P^k (1 - P)^{m-k}. \quad (3)$$

По [5, 6] параметр биномиального распределения P подчинён бета-распределению, плотность которого

$$f_{ap}(P) = \frac{\Gamma(m_0)}{\Gamma(k_0) + \Gamma(m_0 + k_0)} P^{k_0-1} (1-P)^{m_0-k_0-1}, \quad (4)$$

где m_0, k_0 - параметры распределения, значения которых устанавливаются на основании экспертных данных.

Подстановка (3) и (4) в (1) даёт конкретное выражение $f_{ps}(P|k, m)$, по которому, используя (2), получаем

$$\bar{P} = \frac{k_0 + k}{(k_0 + k) + (m_0 - k_0 + m - k)},$$

$$\overline{D(P)} = \frac{(k_0 + k)(m_0 - k_0 + m - k)}{[(k_0 + k) + (m_0 - k_0 + m - k)]^2 [(k_0 + k) + (m_0 - k_0 + m - k + 1)]}. \quad (5)$$

Предположим, что по результатам априорного анализа установлена вероятность повреждения технологического оборудования при внезапном нарушении электроснабжения $P(x) = M(x) = 0,3$, $D(x) = 0,015$. По результатам эксплуатации известно, что $m = 21$, $k = 0$.

Считаем, что априорное распределение параметра вероятности повреждения оборудования подчиняется β -распределению с параметрами

$$\bar{\eta}_0 = \frac{1 - M(x)}{D(x)} \{M(x)[1 - M(x)] - D(x)\} = 9,1 = m_0; \quad \bar{\gamma}_0 = \frac{M(x)\bar{\eta}_0}{1 - M(x)} = 3,9 = k_0.$$

Подстановка в (5) даёт окончательный, уточнённый результат:

$$\bar{P} = 0,12; \quad \overline{D(P)} = 0,03.$$

Для уточнения характеристик ущерба от нарушений электроснабжения или изменения режимов электропотребления требуется информация о времени T , необходимом для восстановления процесса производства. В большинстве случаев эти времена могут быть описаны нормальным законом распределения. Закон распределения параметров этого закона также может быть описан нормальным законом. Апостериорная плотность $f_{ps}(T|k)$, определённая при этих условиях по (1) имеет вид

$$f_{ps}(T|k) = \sqrt{\frac{m}{2\pi\sigma^2}} \sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{k\sigma_0^2}} e^{-\left\{ \frac{k}{2\sigma^2} \left(1 + \frac{\sigma^2}{k\sigma_0^2} \right) \left[T - \frac{1}{1 + \frac{\sigma^2}{m\sigma_0^2}} \left(\frac{1}{k} \sum_{j=1}^l t_j + \frac{T_0\sigma^2}{m\sigma_0^2} \right) \right]^2 \right\}},$$

где T – параметр апостериорного закона распределения; T_0 – оценка математического ожидания случайной величины, определённая по результа-

там обработки оценок экспертов; σ_0^2 – оценка дисперсии, определённая по результатам обработки оценок экспертов; t_j – значения исследуемых показателей по данным статистики; σ^2 – дисперсия исследуемых показателей.

Так как σ^2 – неизвестна, можно предположить, что $\sigma^2 = \sigma_0^2$. После ряда преобразований выражения для математического ожидания и дисперсии принимают вид:

$$\bar{T} = \frac{T_0 + \sum_{j=1}^l t_j}{k+1}; \quad \overline{D(T)} = \frac{\sigma_0^2}{k+1}. \quad (6)$$

Экспертная оценка длительности наладки технологического процесса $t_{\text{ТХН}} = T_0 = 5$ часов с дисперсией $\sigma^2 = 0,5$. При нарушении электроснабжения реальное время $t_{\text{ТХН}}$ составило 4,5 часа. Так как наблюдалось всего одно значение $t_{\text{ТХН}}$, то $k=1$. По формулам (6) имеем: $\bar{T} = 4,75$ часа, $\overline{D(T)} = 0,25$.

Выводы

1. При отсутствии или малом объёме статистической информации о последствиях нарушений нормального режима электроснабжения необходимо наряду с экспертными методами использовать уточняющие процедуры, основанные на использовании байесовского подхода.

2. Применение байесовского подхода позволяет формально описать процесс учёта новой информации при уточнении вероятностных оценок надёжности электроснабжения потребителей.

3. Наличие даже небольшого количества дополнительной информации о поведении исследуемой системы может существенно повлиять на уточнение прогнозных показателей, необходимых для оценки последствий возмущений как со стороны питающей системы, так и при отказах внутри СЭС потребителя.

Библиографический список

1. **Непомнящий В.А.** Экономические потери от нарушений электроснабжения потребителей / В.А. Непомнящий. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 188 с.
2. **Папков, Б.В.** Надёжность электроснабжения: комплекс учебно-методических материалов / Б.В. Папков. – Нижегород. гос. техн. ун-т. Н. Новгород, 2007. – 210 с.
3. **Бешелев, С.Д.** Математико-статистические методы экспертных оценок / С.Д. Бешелев, Ф.Г. Гурвич. – М.: Статистика, 1980. – 263 с.
4. **Хан, Г.** Статистические модели в инженерных задачах / Г. Хан, С. Шапиро. – М.: Мир, 1969. – 396 с.

5. **Моррис, У.Т.** Наука об управлении: байесовский подход / У.Т. Моррис. – М.: Мир, 1971. – 304 с.

6. **Митропольский, А.К.** Техника статистических вычислений / М.: Наука, 1971. – 576 с.

7. **Червонный, Е.М.**, Оценка вероятностей возможных последствий от нарушений электроснабжения потребителей / Е.М. Червонный, Б.В. Папков Б.В.// Сб. Всесоюзного семинара «Методические вопросы исследования надёжности больших систем энергетики» Вып. 9. Иркутск, 1976 г. С. 26 – 33.

УДК 621.3

Л. Э. Рогинская, Д. В. Гусаков

ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЕ В СЕТИ С ИЗОЛИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬЮ И ТРЕХФАЗНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ

Уфимский государственный авиационный технический университет

В статье рассмотрены электромагнитные процессы, возникающие при перенапряжениях в сети с изолированной нейтралью и трехфазным трансформатором напряжения. Разработана схема замещения и система уравнений, описывающая процессы в ней. На основании схемы замещения и системы уравнений, разработана имитационная модель феррорезонансного процесса в сети с изолированной нейтралью и измерительным трансформатором напряжения, состоящим из трехфазной группы однофазных трансформаторов. В результате моделирования, определены кривые токов, потоков и напряжений в сети.

The article discusses the electromagnetic processes arising from surges in the network with isolated neutral and three-phase transformer-voltage torus. A replacement scheme and the system of equations describing processes in it. On the basis of the equivalent circuit and equations, developed simulation model of ferroresonance processes in networks with isolated neutrals and pour-voltage transformers, consisting of a three-phase groups of single-phase transformers. As a result of the simulation, the Cree-tions defined currents, currents and voltages in the network.

Ключевые слова: феррорезонансные процессы, сеть с изолированной нейтралью, перенапряжения, трехфазная группа однофазных трансформаторов

Keywords: ferroresonance processes, network with isolated neutral, over-voltage, three-phase group of single-phase transformers.

Сети номинального напряжения 6–35 кВ работают с изолированной нейтралью или с компенсацией емкостного тока замыкания на землю [1]. В сетях 6–35 кВ с изолированной нейтралью при наличии однофазного замыкания на землю возможен феррорезонанс индуктивности трансформатора напряжения с емкостью сети, приводящий к перенапряжениям.

Для исследования влияния феррорезонансных явлений на величину перенапряжений была разработана схема замещения протекания токов нулевой последовательности в трехфазной сети с изолированной нейтралью при однофазном КЗ на землю, включающая трехфазный измерительный трансформатор напряжения (рис. 1). На основании схемы замещения была составлена система уравнений, отражающая работу системы.

При однофазном КЗ на землю в сети с изолированной нейтралью, в фазных напряжениях и токах появляются составляющие нулевой последовательности [2]

$$3U_0 = U_A + U_B + U_C, \quad (1)$$

где U_0 – напряжение нулевой последовательности; U_A , U_B , U_C – фазные напряжения фаз A , B и C , соответственно.

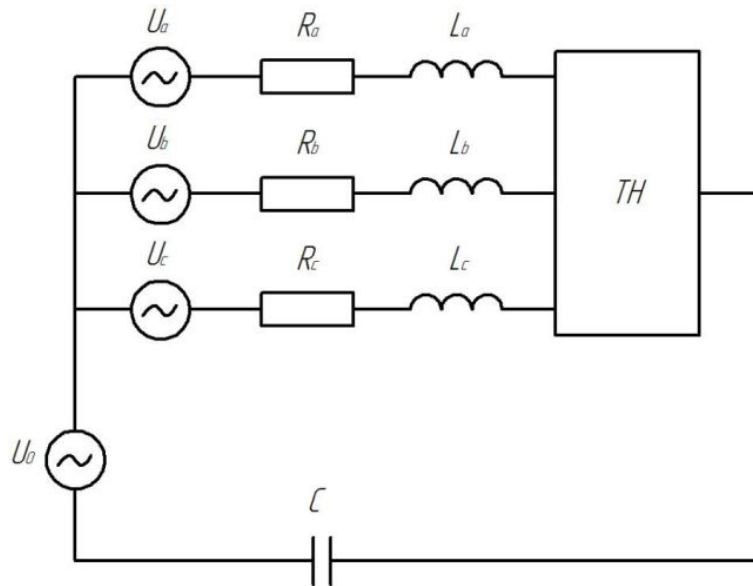


Рис. 1. Схема замещения протекания токов нулевой последовательности в трехфазной сети с изолированной нейтралью при однофазном КЗ на землю

Электромагнитные процессы в цепи трансформатора напряжения (рис. 1) зависят от конструкции магнитопровода трансформатора.

Для контуров, включающих в себя фазы A , B и C , дифференциальные уравнения, составленные по второму закону Кирхгофа, будут иметь вид [2]:

$$U_0 + U_a = i_{a12}R_a + L_{\sigma a} \frac{di_{a12}}{dt} + w_a \frac{d\Phi_{a12}}{dt} + i_{a0}R_a + L_{\sigma a} \frac{di_{a0}}{dt} + w_a \frac{d\Phi_{a0}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_N dt, \quad (2)$$

$$U_0 + U_b = i_{b12}R_b + L_{\sigma b} \frac{di_{b12}}{dt} + w_b \frac{d\Phi_{b12}}{dt} + i_{b0}R_b + L_{\sigma b} \frac{di_{b0}}{dt} + w_b \frac{d\Phi_{b0}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_N dt, \quad (3)$$

$$U_0 + U_c = i_{c12}R_c + L_{\sigma c} \frac{di_{c12}}{dt} + w_c \frac{d\Phi_{c12}}{dt} + i_{c0}R_c + L_{\sigma c} \frac{di_{c0}}{dt} + w_c \frac{d\Phi_{c0}}{dt} + \frac{1}{C} \int i_N dt, \quad (4)$$

где i_{a12} , i_{b12} , i_{c12} – токи прямой и обратной последовательности фаз A , B и C соответственно, А; R_a , R_b , R_c – активные сопротивления фаз A , B и C соответственно, А; $L_{\sigma a}$, $L_{\sigma b}$, $L_{\sigma c}$ – индуктивные сопротивления рассеяния фаз A , B и C соответственно, Гн; w_a , w_b , w_c – число витков обмоток фаз A , B и C соответственно; Φ_{a12} , Φ_{b12} , Φ_{c12} – магнитный поток по прямой и

обратной последовательности фаз A , B и C соответственно, Вб ; i_{a0} , i_{b0} , i_{c0} – ток по нулевой последовательности фаз A , B и C соответственно, А ; Φ_{a0} , Φ_{b0} , Φ_{c0} – магнитные потоки нулевой последовательности фаз A , B и C соответственно, Вб ; C – емкость сети, Φ ; i_N – ток в нулевом проводе, А .

Согласно методу симметричных составляющих для токов в первичных обмотках [3, 4]:

$$i_{a12} + i_{a0} = i_a; \quad (5)$$

$$i_{b12} + i_{b0} = i_b; \quad (6)$$

$$i_{c12} + i_{c0} = i_c. \quad (7)$$

Так как соединение первичных обмоток Y_0 , то сумма токов в узле равна, соответственно

$$i_a + i_b + i_c = i_N. \quad (8)$$

Уравнения, составленные по второму закону Кирхгофа для магнитной цепи фаз A , B , C и группы однофазных трансформаторов, имеют вид:

$$H_a l_a = w_a i_a; \quad (9)$$

$$H_b l_b = w_b i_b; \quad (10)$$

$$H_c l_c = w_c i_c. \quad (11)$$

Система уравнений, отражающая электромагнитные процессы при феррорезонансе в сети с изолированной нейтралью и трехфазным измерительным трансформатором, соответствует (2-4) с учетом (5-11).

На основании схемы замещения (рис. 1) и системы уравнений (2-11) была разработана имитационная модель сети с изолированной нейтралью, содержащей трехфазный измерительный трансформатор напряжения, магнитопровод которого выполнен трехфазной группой однофазных трансформаторов (рис. 2), и представлены результаты моделирования (рис. 3).

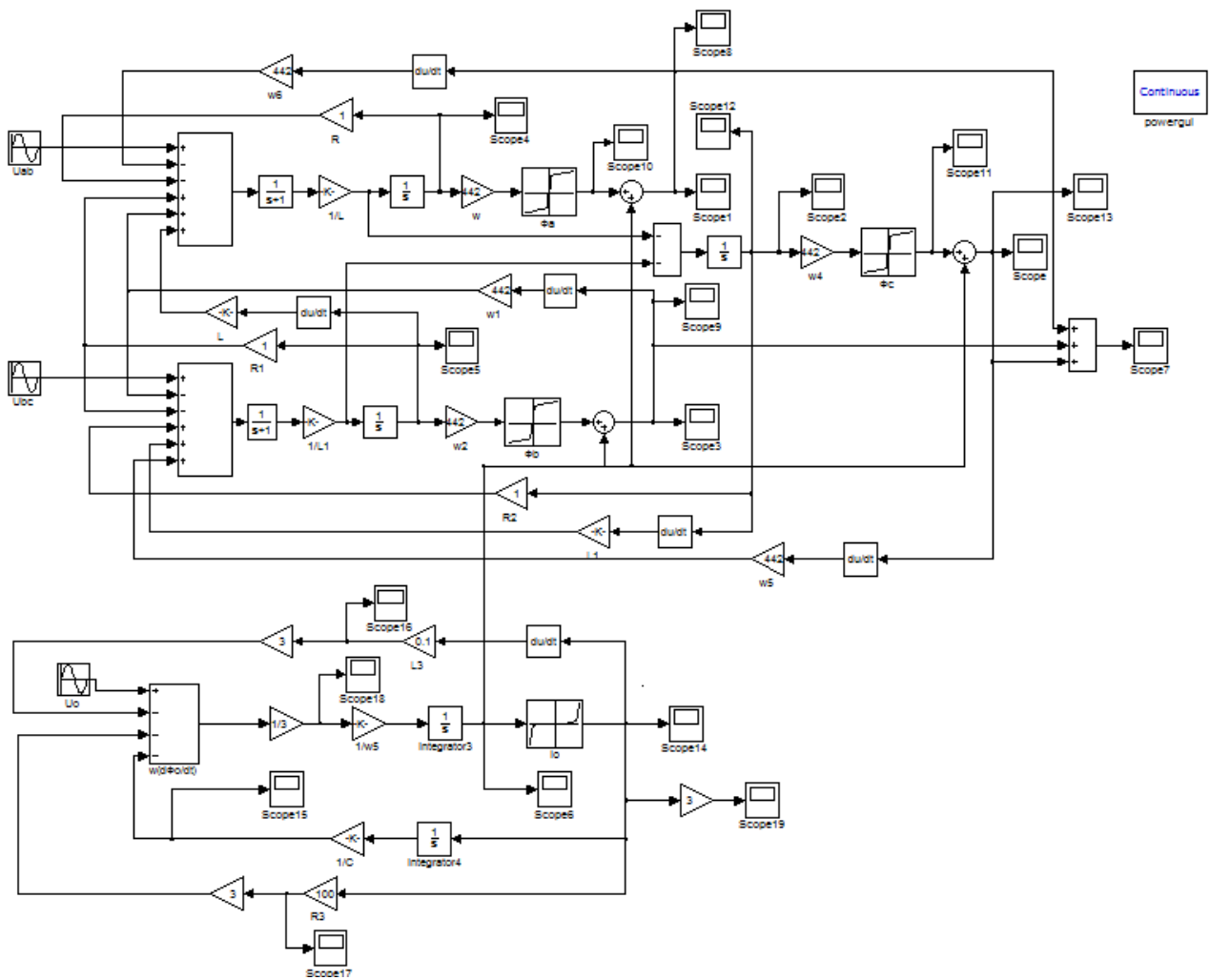


Рис. 2. Имитационная модель феррорезонансного процесса в сети с изолированной нейтралью и измерительным трансформатором напряжения, состоящим из трехфазной группы однофазных трансформаторов

На рис. 3 представлены результаты имитационного моделирования нормальной работы сети с изолированной нейтралью и трехфазным измерительным трансформатором напряжения, магнитопровод которого выполнен трехфазной группой однофазных трансформаторов. Подаваемое линейное напряжение 10 кВ, фазный ток прямой и обратной последовательности несинусоидальный, амплитуда составляет 0,25 А (рис. 3,а), фазный ток нулевой последовательности несинусоидальный, амплитуда составляет $1,3 \cdot 10^{-3}$ А (рис. 3,б), напряжение на емкостном элементе синусоидальное, амплитуда составляет 20 В (рис. 3,в), напряжение на индуктивном элементе синусоидальное, амплитуда составляет 3000 В (рис. 3,г).

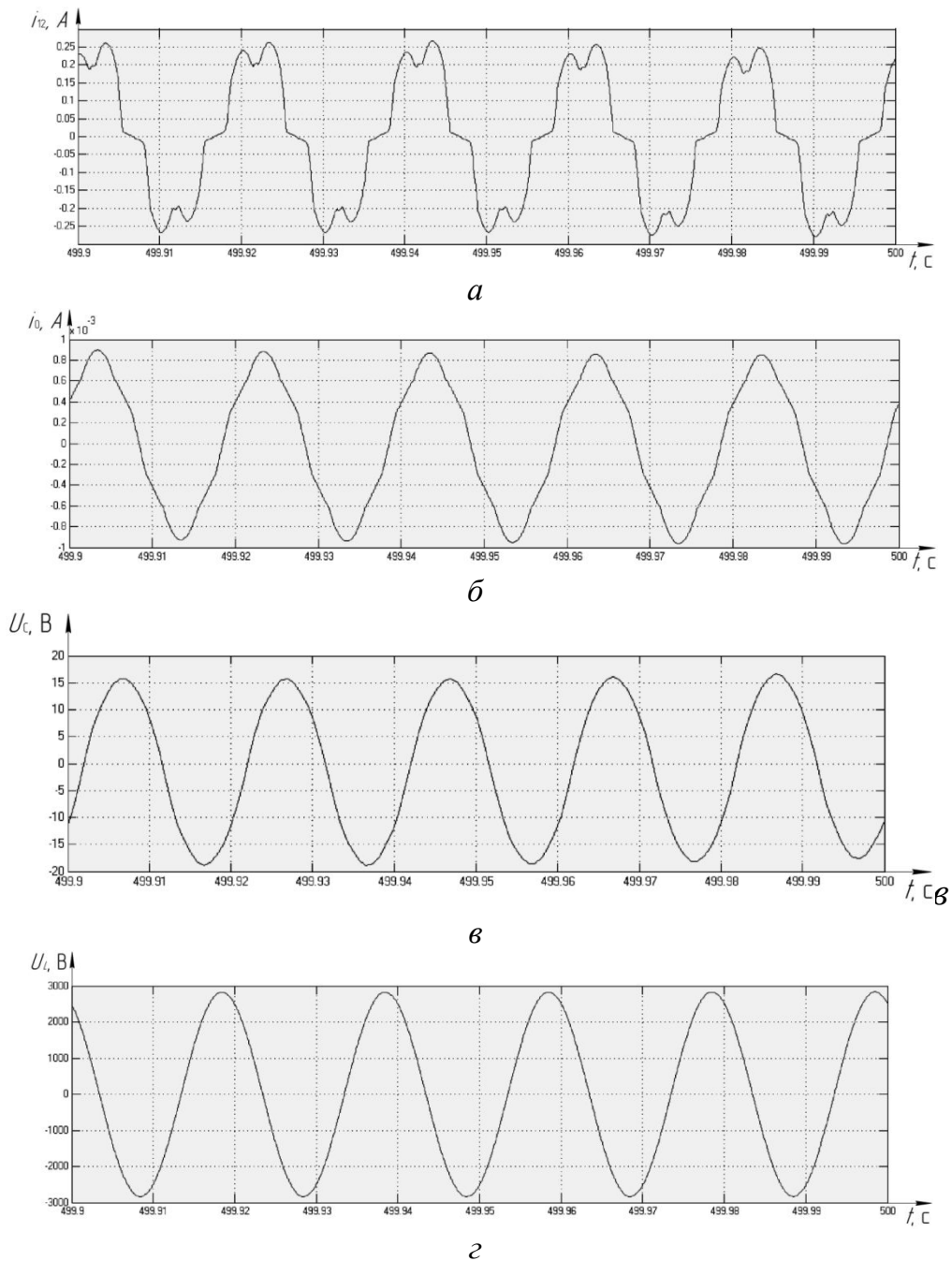


Рис. 3. Осциллограммы электромагнитных процессов в сети:

a – ток прямой и обратной последовательности; *б* – ток нулевой последовательности; *в* – напряжение на емкостном элементе; *г* – напряжение на индуктивном элементе

Результаты моделирования показывают, что в нормальном режиме работы кривая тока прямой и обратной последовательности изменяется согласно режиму холостого хода, ток нулевой последовательности невелик, амплитуда напряжения на индуктивном элементе превышает напряжение на емкостном элементе, а оно, в свою очередь, мало.

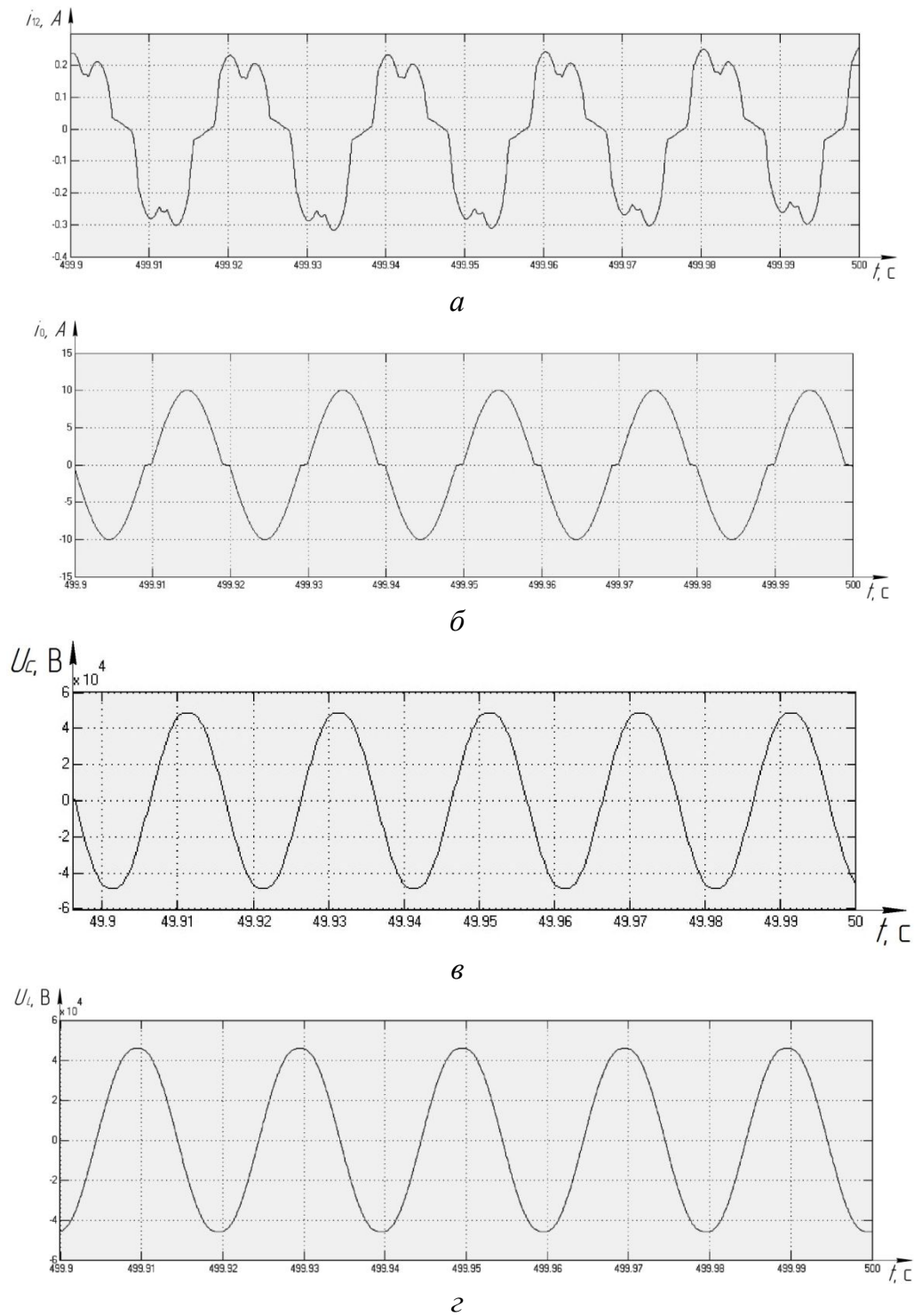


Рис. 4. Осциллограммы электромагнитных процессов при феррорезонансе в сети:

a – ток по прямой и обратной последовательности; *б* – ток по нулевой последовательности; *в* – напряжение на емкостном элементе; *г* – напряжение на индуктивном элементе

На рис. 4 представлены результаты имитационного моделирования электромагнитных процессов в сети с изолированной нейтралью и трехфазным измерительным трансформатором напряжения, магнитопровод

которого выполнен трехфазной группой однофазных трансформаторов при повышении напряжения до 10,1 кВ. Как видим, фазный ток прямой и обратной последовательности несинусоидальный, амплитуда составляет 0,25 А (рис. 4,*а*), фазный ток нулевой последовательности несинусоидальный, амплитуда увеличилась до 10 А (рис. 5,*б*), напряжение на емкостном элементе несинусоидальное, амплитуда увеличилась до 50000 В (рис. 5,*в*), напряжение на индуктивном элементе несинусоидальное, амплитуда возросла до 42000 В (рис 5.*г*).

Таким образом, при феррорезонансе в сети с изолированной нейтралью и трехфазным измерительным трансформатором напряжения, магнитопровод которого выполнен трехфазной группой однофазных трансформаторов, скачком возрастают токи и магнитные потоки по нулевой последовательности, изменяется их гармонический состав. Напряжение на емкостном элементе становится значительно выше, чем на индуктивном.

Библиографический список

1. **Чернобровов, Н.В.**, Релейная защита энергетических систем: учеб. пособие для техникумов /Н.В. Чернобровов, В.А. Семенов – М.: Энергоатомиздат, 1988 – 800 с.
2. **Бессонов, Л. А.** Теоретические основы электротехники. Электрические цепи: учебник / Л. А. Бессонов. – 11-е изд., перераб. и доп. – М.: Гардарики, 2007. – 701 с.
3. **Демирчян, К.С.** Теоретические основы электротехники: в 3 т./К.С. Демирчян [и др.]- С-Пб.: изд-во Питер, 2003. - 445 с.
4. **Касаткин, А.С.** Электротехника : учеб. для вузов / А.С. Касаткин, М.В. Немцов. - 11-е изд., стер. ; Гриф МО. - М. : Академия, 2007. - 539 с.

УДК 621.316.722.3

В.Г. Сугаков, Н.С. Варламов, А.И. Мешков

**ПРИМЕНЕНИЕ ФАЗОСМЕЩАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА
В УСЛОВИЯХ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ
ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ**

Волжский государственный университет водного транспорта

В статье рассмотрены вопросы, связанные с применением фазосмещающих устройств на судах и объектах с ограниченной мощностью источника электроэнергии. Приводится классификация фазосмещающих устройств. Анализ существующих ФСУ показывает, что в условиях неустойчивости частоты питающей сети происходит ограничение возможности плавного изменения угла управления и как следствие параметров электроэнергии. Устранить это явление позволяет ФСУ с устойчивостью к неустойчивости частоты питающего напряжения.

The article considers the question of possibility to use a phase-shifting device on ships and at sites with limited capacity electrical power source. Provides a classification of phase-shifting devices. The analysis of existing system shows, that in the conditions of frequency instability in electrical power system possibility of limiting soft a change the command for managing of semiconductor converters and appearance of these assignment and as a consequence of electrical power settings. The phase-shifting device with a resistance to instability frequency of system electrical power device avoids the shown shortcoming.

Ключевые слова: фазосмещающее устройство, системы управления полупроводниковыми преобразователями, электротехнические системы судов, неустойчивость частоты питающей сети.

Key words: phase-shifting device, command system of semiconductor converters, electrotechnical system of ships, instability frequency of system electrical power.

Электротехнические системы судов включают в себя большое количество подсистем электроснабжения, функционирование которых связано с использованием электроэнергии с различными параметрами. В системах электроснабжения судов используется электроэнергия постоянного и переменного тока. Постоянный ток на судах используется для питания электрических установок, подруливающих устройств, питания нагрузки с изменяющимися параметрами (системы зарядки аккумуляторов, устройства защиты корпуса и винта судна от коррозии), в системах автоматического регулирования напряжения различных генераторов. Переменный ток используется для питания якорных, швартовых, рулевых и грузоподъемных (кранов, грузовых и шлюпочных лебедок, лифтов) механизмов, а так же подруливающих устройств и буксирных лебедок. Для получения постоянного и переменного тока различных параметров на судах широко исполь-

зуется полупроводниковая преобразовательная техника, регулирование выходных параметров которых осуществляется изменением угла управления вентилей полупроводникового преобразователя.

Фазосмещающее устройство (ФСУ) является наиболее важным функциональным узлом, определяющим основные свойства системы управления полупроводниковыми преобразователями. ФСУ формирует углы управления, величина которых задается напряжением управления.

Фазосмещающие устройства, применяемые в настоящее время, могут быть классифицированы по ряду признаков, основными из которых являются: вид используемой информации, способ управления фазой импульсов, число каналов управления, момент синхронизации управляющих импульсов, форма опорного напряжения, а также тип компаратора [1-9].



Рис. 1. Классификация фазосмещающих устройств, применяемые в системах управления полупроводниковыми преобразователя

Так, по виду используемой информации ФСУ различают на аналоговые, где сигналы представлены непрерывным электрическим сигналом, и цифровые, в которых информация используется в виде кодов, чаще всего двоичных.

В зависимости от способа управления фазой импульсов различают устройства с «горизонтальным» и «вертикальным» способами фазосмещения. При «вертикальном» способе управления формирование управляющего импульса производится в результате сравнения опорного, синхронизированного с сетью напряжением (синусоидальным, пилообразным, экспоненциальным или в виде кода), и постоянного (управляющего) на-

пряжений, а в момент равенства этих напряжений определяется фаза (угол регулирования) и формируется управляющий импульс для клапанов полупроводникового преобразователя. В устройствах с «горизонтальным» способом управления формирование управляющего импульса осуществляется через ноль, а изменение его фазы обеспечивается изменением фазы синусоидального напряжения, то есть смещением его по горизонтали [1, 5, 7].

По числу каналов управления каждым полупроводниковым преобразователем в многофазном преобразователе различают многоканальные и одноканальные ФСУ. В многоканальных системах состоящих из нескольких независимо работающих каналов, каждый канал включает в себя ФСУ, которое формирует угол управления для одного силового клапана. В одноканальных системах управления формирование угла управления для всех силовых клапанов определяется единым ФСУ [1, 4, 8, 9].

С точки зрения определения моментов синхронизации импульсов управления различают синхронные и асинхронные ФСУ. Синхронные ФСУ непосредственно синхронизируются с питающей сетью, при этом угол управления отсчитывается для каждого клапана от момента естественного включения. В асинхронных ФСУ непосредственная синхронизация с сетью отсутствует, однако такие ФСУ могут функционировать только при наличии обратной связи по выходному параметру (напряжения или тока) [1, 4].

ФСУ в качестве опорного напряжения используются напряжения различных форм: синусоидальной, пилообразной, прямоугольной. Синусоидальная форма опорного напряжения может быть получена с помощью трансформатора. Пилообразная форма – с помощью заряда конденсатора через активное сопротивление от источника постоянного тока и последующего быстрого его разряда. Прямоугольная форма опорного напряжения может быть получена с помощью мультивибратора [4, 3].

В качестве компаратора в ФСУ используются: схемы на одном или двух транзисторах, работающих в ждущем режиме; блок-генератор, работающий в ждущем режиме; схемы на операционном усилителе или числовом компараторе [3].

В судовых системах электроснабжения в условиях нестабильности частоты питающего напряжения современные системы управления обладают недостатками, такими, как ограничение возможности плавного изменения угла управления и, как следствие, параметров электроэнергии.

Данный недостаток может быть устранен при разработке ФСУ с установкой кода управляющего напряжения в зависимости от частоты питающей сети и необходимого угла управления.

Фазосмещающее устройство работает следующим образом. В момент времени t_1 (рис. 2, б) появляется положительная полуволна питаю-

щего напряжения u_c . К этому времени на выходе измерителя 3 сформирован код X3 половины периода напряжения сети за отрицательную полуволну напряжения u_c . Этот код X3, поступающий на вход первого адреса блока памяти 5, соответствует числу $X_3=f_1/f_c/2$, где f_1 – частота импульсов генератора 1. На входе второго адреса блока 5 памяти присутствует код X4 угла управления, который подается с выхода задающего регистра 4. На выходе блока памяти 5 появляется код X5 интервала времени соответствующего заданному углу управления при текущей частоте питающей сети, который соответствует числу $X_5=K_4f_1/f_c/2$. Код X5 поступает на информационный вход формирователя 6 временных интервалов. Отсчет временного интервала t_1-t_2 (рис. 2, б) начинается с приходом сигнала X2 с выхода блока синхронизации 2. Сигнал X2 появляется в момент, когда мгновенное значение питающего напряжения u_c достигает нуля (момент t_1, t_3 и т. д. рис. 2, б) т. е. в моменты естественной коммутации. Формирователь 6 через интервал времени $t_\alpha=t_2-t_1$ соответствующий заданному углу управления α выдает импульс X6 в момент времени t_2 , который поступает на выходной формирователь (на схеме не показан).

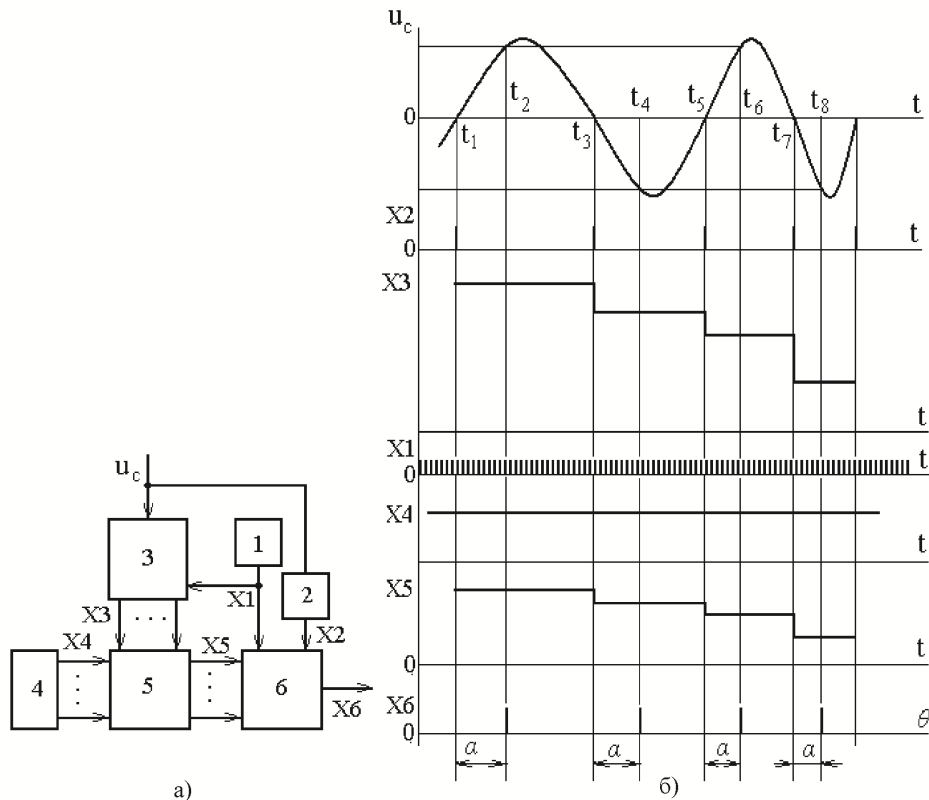


Рис. 2. Цифровое фазосмещающее устройство: а – схема цифрового фазосмещающего устройства, б – эпюры сигналов на элементах устройства:

1 – генератор импульсов стабильной частоты; 2 – блок синхронизации; 3 – цифровой измеритель половины периода питающего напряжения; 4 – задающий регистр; 5 – блок памяти; 6 – формирователь временных интервалов

В момент времени t_3 (рис. 2, б) появляется отрицательная полуволна питающего напряжения u_c . Очередной код X3 половины периода питаю-

щего напряжения поступает на вход первого адреса блока памяти 5. При этом на выходе блока памяти 5 появляется код X5 интервала времени $t_\alpha = t_4 - t_3$, отсчет которого начнется в момент времени t_3 одновременно с появлением импульса X2 с выхода блока синхронизации 2. В момент времени t_4 (рис. 2, б) соответствующий углу управления α формирователь 6 выдает импульс X6 на выходной формирователь. При этом величина углу управления α остается неизменной. Далее работа устройства происходит аналогично, описанному выше.

Библиографический список

1. **Горбачев, Г.Н.**, Чаплыгин Е. Промышленная электроника: учебник для вузов / Под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – С. 279-295.
2. **Штрумпф, Э.П.** Судовая электроника и силовая преобразовательная техника: Учебник / Э.П. Штрумпф. – СПб: Судостроение, 1993. – С. 319-335.
3. **Земин, Е.Н.** Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями / Е.Н. Земин, В.Л. Кацевич, С.К. Козырев. – М.: Энергоиздат, 1981. – С. 47-67.
4. **Лихошерст, В.И.** Системы управления полупроводниковыми преобразователями электрической энергии: Учебное пособие / В.И. Лихошерст. – Екатеринбург: УГТУ, 1998. – С. 25-33.
6. **Розанов, Ю.К.** Основы силовой электроники / Ю.К. Розанов – М.: Энергоатомиздат, 1992. – С. 220-253.
7. **Иванов, А.Г.** Системы управления полупроводниковыми преобразователями / А.Г. Иванов, Г.А. Белов, А.Г. Сергеев. – Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2010. – С. 56-68.
8. **Руденко, В.С.** Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов / В.С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. школа, 1980. – С. 396-417.
9. **Китаенко, Г.И.** Справочник судового электротехника. Т. 2. Судовое электрооборудование / Под ред. Г.И. Китаенко – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Судостроение, 1980. – С. 376-379.

УДК 621.311

Е.И. Грачева, О.В. Наумов, Р.Р. Садыков

АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НИЗКОВОЛЬТНОЙ АППАРАТУРЫ

ФГБОУ ВПО «Казанский государственный энергетический университет»

В статье представлены основные методы исследования надежности низковольтных электрических аппаратов, приведены результаты изучения некоторых характеристик, определяющих их работоспособность.

The article presents the basic methods of research the reliability of low-voltage electric devices, the results of the study of certain characteristics that determine their performance.

Ключевые слова: электрические, электроснабжение, электросеть, напряжение, низковольтные.

Keywords: electric, electricity supply, electric grid, voltage, low voltage.

Технические системы, состоящие из конструктивно независимых узлов, обладающие способностью перестраивать свою структуру для сохранения работоспособности при отказе отдельных частей в теории надежности принято называть сложными техническими системами. Число работоспособных состояний таких систем – два и более. Каждое из работоспособных состояний характеризуется своей эффективностью работы, которая может измеряться производительностью, вероятностью выполнения поставленной задачи и т.д. Показателем надежности сложной системы может быть суммарная вероятность работоспособности системы – сумма вероятностей всех работоспособных состояний системы, под влиянием всех воздействующих факторов [1]. Следует указать, что электрические аппараты низкого напряжения подвергаются разнообразнейшим воздействиям, зависящим от нагрузки, режима, условий работы. Принято к первой группе воздействующих факторов здесь относить величину тока и напряжения, род тока, характер нагрузки, частоту срабатывания, продолжительность включения и т.д. Ко второй группе воздействующих факторов обычно относят: температуру окружающей среды, влажность воздуха, давление и запыленность воздуха, агрессивные газы и пары, особенности монтажа, вибрации, ударные сотрясения, ускорения, действия обслуживающего персонала и т.д.

Как известно, электрические аппараты – это устройства, предназначенные для коммутации электрических цепей, защиты электрооборудова-

ния при аварийных ситуациях, для преобразования, регулирования и распределения электроэнергии, а также для управления режимами работы потребителей электроэнергии и некоторыми технологическими процессами. Слабым элементом по надежности электроаппаратов признается контактная группа. Наука об электрическом контакте основывается на изучении механических, химических, тепловых и электрофизических процессов. Механические свойства контактных материалов обуславливают структуру поверхностей и ее влияние на площадь контактирования. Химические свойства выражены тем, что на поверхности этих контактов в любом случае имеются различные химические соединения. Тепловые и электрофизические процессы на контактах вызваны прохождением тока от одного проводника к другому (эффекты Ленца-Джоуля, Томпсона, Пельтье) [2].

Приведем некоторые особенности зависимости надежности аппаратов низкого напряжения от условий эксплуатации, свойств материалов и конструкций. Как показывает опыт длительных практических эксплуатации и стендовых испытаний большого числа различной низковольтной аппаратуры, главными характеристиками, определяющими их работоспособность, являются:

- износостойчивость контактов, как при включении, так и отключении тока;
- частота циклов (включений-отключений);
- механическая прочность устройств;
- род тока (постоянный или переменный);
- стойкость контактов против сваривания;
- конструктивные параметры аппарата;
- коммутационная способность, в том числе термическая и динамическая устойчивость;
- надежность контактирования (стабильность переходного контактного сопротивления);
- стабильность характеристик срабатывания;
- сохраняемость свойств изоляции.

Основными причинами повреждения коммутационных аппаратов являются: несрабатывание приводов, механические повреждения, обгорание контактов, перекрытие изоляции при внешних и внутренних перенапряжениях.

В настоящее время получили новое развитие методы исследования надежности электроконструкций.

Методы исследования надежности конструкций низковольтных электрических аппаратов охватывают довольно широкий круг вопросов. Объектами исследований надежности конструкции аппаратов могут быть отдельные узлы, макеты, аппараты опытного или промышленного произ-

водства. Под влиянием требований экономического характера постоянно возникает необходимость в новых разработках или усовершенствованиях серий аппаратов либо некоторых типов аппаратов из серии, либо, наконец, отдельных узлов или деталей.

Объектами исследований могут быть также характеристики работоспособности низковольтных аппаратов различных серий, изготавливаемых или выпускаемых разными предприятиями, в том числе зарубежными фирмами. Целью исследований в подобных случаях является сопоставление характеристик работоспособности, определение технического уровня конструкции или стабильности производства; а в некоторой части случаев – изучение особенностей конструкции или же свойств примененных материалов.

Следует указать, что первые способы исследования надежности конструкции, устройств сводились к сопоставлению и отбору перспективных образцов техники, поэтому первые поисковые работы в этой области получили название метода сопоставлений. В первом приближении в таблице сопоставляемых параметров могут содержаться лишь ориентировочные словесные оценки [3].

В первом приближении в таблице сопоставляемых параметров могут содержаться лишь ориентировочные словесные оценки. Для примера приведена табл. 1 сопоставляемых параметров магнитоуправляемых и электронных реле.

Таблица 1

п/п	Параметры	Магнитоуправляемые реле	Электронные реле
1	Срок службы	зависит от нагрузки и циклов	зависит от времени
2	Время срабатывания	быстрое	мгновенное
3	Потребление мощности	низкое	ничтожное
4	Изоляция вход-выход	отличная	плохая
5	Температурная устойчивость	хорошая	плохая
6	Невосприимчивость к электрическому шуму	отличная	плохая
7	Габариты и вес	плохие	отличные
8	Коэффициент усиления	высокий	низкий
9	Логические функции на выходе	многократные	одна
10	Устранение неисправностей	легкое	сложное
11	Относительная стоимость одной цепи	0,3	1,0

Метод сопоставлений позволяет сравнивать характеристики работоспособности аппаратов и определять соотношения между одинаковыми характеристиками разных по конструкции устройств или узлов. Метод сопоставлений путем количественной оценки позволяет в принципе найти оптимальное решение при выборе конструкции, схемы, при которых при минимуме приведенных затрат обеспечивается максимальная надежность [3].

Лабораторные методы являлись и остаются основными при исследовании надежности конструкции электроаппаратов, работающих на напряжениях 0,66 кВ и ниже. С помощью этих методов определяются предельные возможности изделий по всем характеристикам работоспособности, выявляется устойчивость к различным внешним воздействиям, а также стабильность характеристик срабатывания, износоустойчивость и т.п.

При лабораторных исследованиях определяются не только предельные возможности аппаратов, но также и испытательные режимы, отличающиеся обычно от предельных на величину производственного запаса. Кроме того, лабораторные исследования дают материал для установления эксплуатационных рабочих режимов, которые, как правило, назначаются ниже испытательных с тем, чтобы обеспечить надежную работу аппарата в эксплуатации. Сами лабораторные исследования надежности конструкции электроаппаратуры требуют довольно значительных помещений по площади, дорогостоящего, а в большинстве случаев специального уникального оборудования, но они, по сути, являются единственным средством совершенствования конструкции электроаппаратов, методов их производства и контроля качества, отвечающих данному уровню развития науки и техники.

Кроме того, только стендовые испытания позволяют получать сопоставимые результаты испытания на долговечность опытных и экспериментальных образцов аппаратов, а также отдельных деталей и узлов при доработке конструкции, замене материалов, модернизации конструкции либо при изменениях или усовершенствованиях методов производства и т.п.; конструкции аппарата, т.е. аппарата, изготовленного на проверенной оснастке, по отработанной технологии и из предусмотренных материалов; промышленных образцов аппаратов текущего производства; аппаратов различных конструкций или устройств, изготовленных различными предприятиями или фирмами, и накапливать материал для установления корреляционных связей и выработки ускоренных методов испытаний.

Методы ускоренных испытаний аппаратов. Испытания электрических аппаратов на механическую и коммутационную износостойкость и определение других показателей надежности требуют длительных затрат времени, которое исчисляется месяцами, а иногда годами. Известно, что

современные аппараты управления (контакторы, пускатели и реле) нередко обладают долговечностью до 10 и более миллионов циклов.

При стендовых испытаниях таких аппаратов при круглосуточной безостановочной работе требуется: например, при частоте 3600 циклов в час – около года, а при 100 циклах в час – около 12 лет; поэтому разработка новых методов получения объективной информации за счет рационального ускорения испытаний является актуальной задачей.

Параметрами, наиболее сильно влияющими на работоспособность аппаратов, являются температура, электрическая нагрузка на контакты, напряжение на втягивающей катушке реле времени и частота включений в час. Варьируя этими параметрами, можно значительно форсировать процесс испытаний. Естественно, что достоверные методы ускоренных испытаний можно получить на основе достаточно солидного и тщательно обработанного статистического материала.

Вместе с тем, для того чтобы сделать правильные выводы по методам форсированных испытаний, в каждом отдельном случае необходимо устанавливать непосредственные корреляционные связи между нормальным и форсированным режимом, а также учитывать возможное влияние на них общей связывающей причины.

Библиографический список

1. **Федоров, О.В.** Некоторые особенности структуры систем внутрицехового электроснабжения// Надежность и безопасность энергетики. – 2015. – №3(30). С. 30-33.
2. **Егоров, Е.Г.** Испытания и исследования низковольтных коммутационных электрических аппаратов. – Чебоксары: Чуваш. ун-т, 2000. – 448 с.
3. **Калявин, В.П.** Надежность и диагностика электроустановок/ В.П. Калявин, Л. М. Рыбаков – Йошкар-Ола: Мар. гос. ун-т, 2000. – 348 с.

УДК 621.311

Е.И. Грачева, О.В. Наумов, Р.Р. Садыков

**ИССЛЕДОВАНИЕ ДОСТОВЕРНОСТИ ВЕЛИЧИНЫ ПОТЕРЬ
ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В НИЗКОВОЛЬТНЫХ СЕТЯХ
ПРОМЫШЛЕННЫХ ПРЕДПРИЯТИЙ**

ФГБОУ ВПО «Казанский государственный энергетический университет»

Статья посвящена исследованию динамики изменения одного из функциональных параметров цеховой сети – эквивалентного сопротивления сети в зависимости от основных влияющих факторов. На основе разработанной математической модели построены номограммы, позволяющие уточнить величину эквивалентного сопротивления участка сети, а, следовательно, снизить погрешность определения потерь электроэнергии в системах цехового электроснабжения промышленных предприятий.

The article investigates the dynamics of change in one of the functional parameters of the shop network – the equivalent resistance of the network depending on the major influencing factors. On the basis of developed mathematical model constructed nomograms allows to specify the value of the equivalent resistance of the network, and therefore reduce the error in the determination of energy losses in the power supply systems of the guild industry.

Ключевые слова: электрические, электроснабжение, модель, электросеть, напряжение, низковольтные.

Keywords: electric, electricity supply, model, electric grid, voltage, low voltage.

В настоящее время уровень развития систем цехового электроснабжения промышленных предприятий позволяет отнести последние к разряду больших систем энергетики со всеми присущими им свойствами: целенаправленностью функционирования в изменяющихся условиях; взаимодействием элементов, включая человека, для достижения поставленных целей; развитием в условиях неоднозначно известного поведения системы; большим числом изменяющихся параметров; наличием многих критериев для оценки удачности решений по управлению эксплуатацией и развитием [1].

Составим алгоритм определения эквивалентного сопротивления R_{Σ} цеховой сети на основе использования приемов, разработанных в математической теории планирования эксперимента. Данный параметр (R_{Σ}) используется для оценки уровня потерь электроэнергии в цеховых сетях.

Критерий оптимальности для технических решений – минимальное значение потерь электроэнергии при условии выполнения всех технических требований к системе электроснабжения.

При решении данной задачи факторы, влияющие на величину сопротивления можно разделить на три группы.

Группа I – факторы, заданные в проекте и не зависящие от воли проектировщика ($l_{\text{ср}}$ – средняя длина линии, м; n – количество линий; $n_{\text{к}}$ – количество коммутационных аппаратов на линии).

Группа II – факторы, выбираемые проектировщиком, но принятые в данной задаче неизменными ($k_{\text{з,ср}}^2$ – среднее значение коэффициента загрузки для данной сети; $r_{\text{э}20}$ – сопротивление 1 м линии сечением s при 20° С, мОм/м).

Группа III – факторы, определяемые проектировщиком и варьируемые в данной задаче с целью получения оптимального решения ($R_{\text{э}}$).

I этап – разработка алгоритма, позволяющего рассчитать $R_{\text{э}}$, если остальные факторы заданы. В качестве такого метода может быть использован симплексный метод поиска экстремума в сочетании с известными приемами расчета потерь электроэнергии. В соответствии с этим методом в разрешенной области плоскости R (исследуемом факторном пространстве), находятся потери электроэнергии в вершинах трехмерного симплекса, перемещающегося в направлении ΔW_{min} . Для оценки погрешности в определении $R_{\text{э}}$ можно принять размер симплекса.

II этап – получение зависимости $R_{\text{э}} = f(l_{\text{ср}}, n, r_{\text{э}20}, k_{\text{з,ср}}^2, n_{\text{к}})$.

Для этой цели используется аппарат, разработанный в теории планирования эксперимента.

1) Назначается диапазон изменения каждого из четырех факторов: $x_1 \rightarrow l_{\text{ср}}$, $x_2 \rightarrow n$, $x_3 \rightarrow r_{\text{э}20}$, $x_4 \rightarrow k_{\text{з,ср}}^2$, $x_5 \rightarrow n_{\text{к}}$. Диапазон варьирования факторов в данной задаче охватывает сети со средней площадью цехов – средняя длина линии сети заключена в пределах от 15 до 50 м при количестве линий от 5 до 50. Номинальная мощность цеховых трансформаторов составляет от 630 до 2500 кВ·А, чему соответствует предел изменения средней величины сечения линий – от 6 мм² (для цехов с маломощными электроприемниками) до 50 мм² (для цехов с более мощными электроприемниками). Диапазон изменения среднего значения загрузки линий цеховых сетей находится в пределах от 0,2 (малозагруженные сети) до 0,75 (загруженные сети) [2].

x_1 – отношение суммарной длины линии сети к их количеству, средняя длина линии;

x_2 – величина, обратная количеству линий, $1/n$;

x_3 – величина, равная сопротивлению 1 м линии сечением s при 20° С для проводов с медными и алюминиевыми жилами;

x_4 – среднеквадратическое отклонение коэффициента загрузки линии сети.

x_5 – величина, равная количеству коммутационных аппаратов на линии.

Для удобства факторы используются в кодированном (безразмерном) виде.

2) Составляется план эксперимента (расчета), в качестве которого при решении используется полный факторный эксперимент типа 2^5 , т.е. эксперимент включает пять факторов, каждый из которых имеет два заданных уровня (верхний и нижний). С целью значительного упрощения последующего анализа уровнями фактора выбраны равные интервалы варьирования.

3) Реализуется $N = 2^5 = 32$ расчета, в каждом из которых задается плановое значение факторов x_1, x_2, x_3, x_4, x_5 и определяется $R_{\text{Э}}$. Для проведения эксперимента (расчета) при любых значениях $R_{\text{Э}}$ в данном примере используется широко применяемый в исследовании технико-экономических показателей систем электроснабжения прием, когда шкала значений факторов принимается непрерывной.

4) Рассчитываются коэффициенты полиномов для $R_{\text{Э}}$ по выражениям

$$b_i = \frac{\sum_{u=1}^{32} x_{iu} y_u}{32}, \quad b_{ij} = \frac{\sum_{u=1}^{32} x_{iu} x_{ju} y_u}{32}, \quad (1)$$

где u – номер опыта; ij – номера факторов; y – значения выходной величины ($R_{\text{Э}}$).

Окончательное уравнение регрессии примет вид

$$R_{\text{Э}} = -3,689r_{\text{э}20}/n + 1,735n_{\text{к}}/n + 1,0l_{\text{ср}}r_{\text{э}20}/n + 4,772r_{\text{э}20}n_{\text{к}}/n + 0,218l_{\text{ср}}r_{\text{э}20}k_{3,\text{ср}}^2/n. \quad (2)$$

Далее проведен расчет потерь электроэнергии цеховых сетей (на примере цеха машины глубокой печати, далее МГП и цеха мазутонасосной, далее МН) двумя методами: стандартным методом определения эквивалентного сопротивления (I метод) и с использованием теории планирования эксперимента (II метод). Погрешность расчета с использованием метода планирования эксперимента (II метод) в граничных условиях усредненных параметров составляет около 10% относительно поэлементного метода расчета (III метод) с нулевой погрешностью (табл. 1), знак погрешности в обоих случаях положительный.

С помощью полинома (2) можно оценить величину и направление влияния отдельных факторов, и их взаимодействие, т. е. провести количественный анализ системы электроснабжения. Кроме того, эту модель

можно использовать также для количественного исследования динамики системы. Подставляя в найденную зависимость различные значения учитываемых факторов (в пределах рассматриваемого факторного пространства), можно проследить изменение R_{Σ} , а, следовательно, и потерь электроэнергии, на всех последовательных этапах развития системы и на основании полученной информации принять правильные технические решения.

Таблица 1

Сравнительный анализ методов расчета по определению потерь электроэнергии цеховых сетей

Метод расчета	Цех МГП, $\Delta \mathcal{E}$, кВт·ч	Погрешность расчета относительно III метода $\Delta \delta$, %	Цех МН, $\Delta \mathcal{E}$, кВт·ч	Погрешность расчета относительно III метода $\Delta \delta$, %
I	190,98	14,4	198,55	24,7
II	201,38	9,9	166,93	10,8
III (поэлементный расчет потерь электроэнергии)	222,41	0	149,72	0

С использованием полинома (2) построены номограммы для определения эквивалентного сопротивления цеховых сетей (рис. 1, 2).

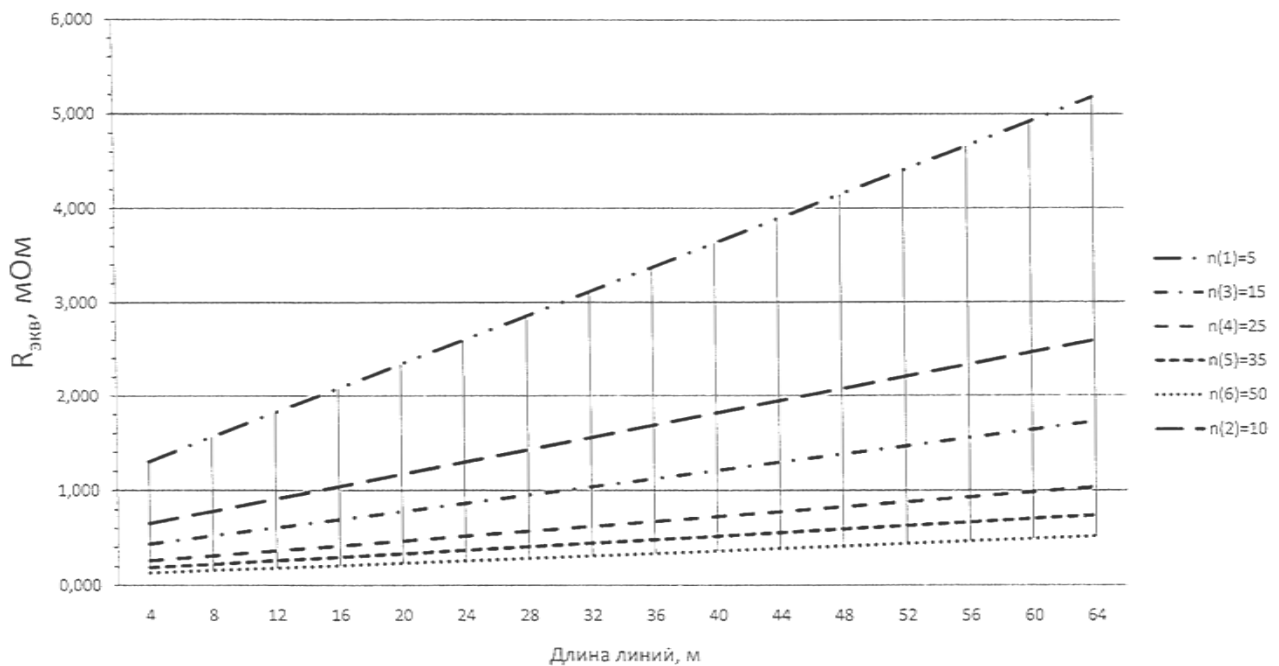


Рис. 1. Номограмма для определения эквивалентного сопротивления участка цеховой сети при $R_{20} = 0,3$ мОм при различном числе линий

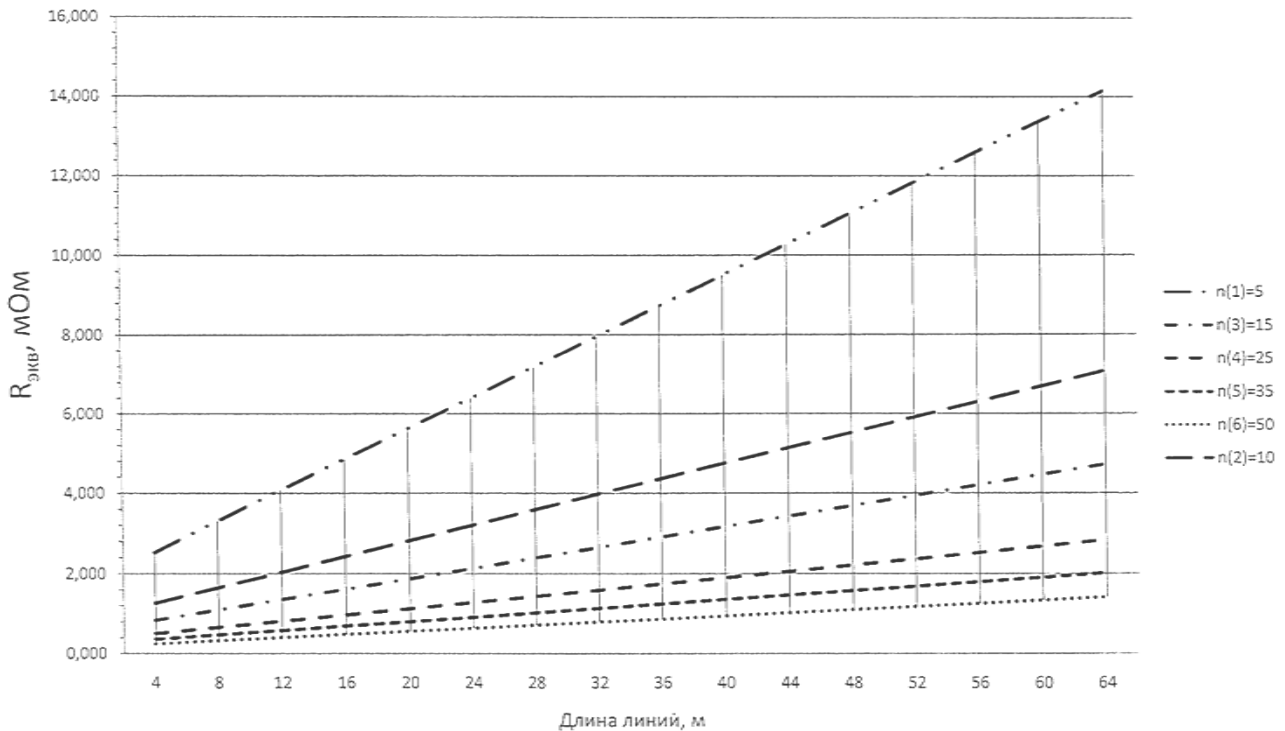


Рис. 2. Номограмма для определения эквивалентного сопротивления участка цеховой сети при $R_{20} = 0,9$ мОм при различном числе линий

Разработанная математическая модель и соответствующие номограммы по определению эквивалентного сопротивления цеховой сети позволяют учитывать динамику изменения схемных и режимных параметров сети промышленных предприятий, что повышает точность оценки потерь электроэнергии, а потому рекомендуются для практического применения при составлении балансов электроэнергии, а также управления режимами цеховых сетей.

Библиографический список

1. **Федоров О.В.**, Электротехнические комплексы и системы предприятий как объекты энергосбережения/ О. В. Федоров, Н.В. Голубцов // Электрические аппараты и электротехнические комплексы и системы: мат-лы Междунар. науч.-практич. конф. – Ульяновск: УГТУ, 2012. – С. 222-226.
2. **Конюхова, Е.А.** Электроснабжение: учебник для вузов/ Е.А. Конюхова– М.: Издательский дом МЭИ, 2014. – 502 с.

УДК 621.311

И.С. Шиханов, А.С. Карпов, В.В. Ярошевич

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДЫ LabVIEW ДЛЯ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Центр физико-технических проблем энергетики Севера Федерального государственного бюджетного учреждения науки Кольского научного центра Российской академии наук

Показана перспектива использования LabVIEW в энергетике для моделирования процессов в высоковольтной сети. С помощью нее реализована работающая модель участка сети, которая позволяет рассмотреть влияние новых потребителей еще до присоединения к сети, а также проанализировать реакцию воздействия уже подключенных потребителей на новых (и наоборот).

Prospect is shown use of LabVIEW in the power engineering for model operation of processes in a high-voltage network. With the help of it implemented a working model a site of a network which allows to consider influence of new consumers even before accession to a network is realized, and also to analyse reaction of influence of already connected consumers on new (and vice versa).

Ключевые слова: программирование, моделирование участка сети, виртуальный прибор, генератор сигнала, панель управления, блок-диаграмма, параметры сети, электромагнитная совместимость, высоковольтная сеть, подстанции.

Key words: programming, model operation of a site a network, virtual Instrument, signal generator, control panel, block-diagram, network parameters, electromagnetic compatibility, high-voltage network, substations

Из большого количества сред программирования можно отметить такую как **Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench**, сокращенно LabVIEW. Она активно используется в промышленности, образовании и научно-исследовательских лабораториях для проведения измерений, их анализа, регулировки различных схем и механизмов, управления различными секторами производства и др [1-2]. Создателем данного продукта является компания National Instruments (NI), которая была основана в 1976 году в штате Техас города Остин тремя основателями - Джеймсом Тручардом (James Truchard), Джеффом Кодоски (Jeff Kodosky) и Биллом Новлиным (Bill Nowlin).

Создатели данного проекта отошли от применения классических языков программирования, создав свой, под названием «G» (Джей). За счет графического интерфейса он облегчил написание множества программ с большим объемом кода и позволил соединять различные функ-

циональные блоки, структуры и виртуальные приборы (ВП) в одной модели, с определенным логическим взаимодействием.

Одно из преимуществ LabVIEW является то, что можно создать ВП, который будет обладать такими же функциями, что и физический прибор. Например, зная, что нужное нам оборудование собирает данные, которые представлены в виде сигналов, можно симитировать этот процесс, создав программу, которая будет генерировать сигналы с нужными параметрами (частоты, амплитуды, смещения и т.д.).

Например, возьмем некую действующую трансформаторную подстанцию, и предположим, что к ней хотят присоединить конкретного потребителя. Чтобы оценить его вклад искажений в данную энергосистему должны быть известны ряд параметров этого потребителя [3]:

- гармонические составляющие (в соответствии с ГОСТ 32144-2013 [3-4] минимум до двух кГц);
- уровни потребления (величина тока и характер его изменения) [5-6];
- специфика нагрузки (активная/реактивная; источник/потребитель реактивной энергии [7]).

Чтобы оценить воздействие потребителя на выбранную сеть, достаточно создать ВП с регулировкой выше перечисленных параметров, изменение которых отразится на графиках сигналов.

Поэтому на первом этапе моделирования нужно понять из скольки виртуальных подприборов (ВПД) будет состоять конечный результат, которым является модель участка сети. Во-первых, сеть будет трехфазная, следовательно, будет состоять из фазы А, В и С, которые будут смещены друг относительно друга на 120 градусов. Во-вторых, такие параметры как количество выборок, частота дискретизации, частота сигнала, напряжение, угол φ (угол между напряжением и током), значения гармонических составляющих, ток потребления - могут регулироваться пользователем, в зависимости от объекта исследования. В-третьих, результат должен выводиться в виде имитации движения трехфазных сигналов для напряжения и для тока, а для их более детального осмотра создать возможность замедления и остановки осциллограммы. И в-четвертых, необходимо вывести амплитудные напряжения и токи, а также их мгновенные значения, чтобы оценить воздействие различных параметров.

В среде программирования LabVIEW присутствует функция создание подпрограмм, позволяющая из простых или готовых комплектующих создавать более сложные программы, которые в дальнейшем можно использовать как составную часть в следующем виртуальном приборе. Данная функция значительно облегчает процесс написания многосоставной программы. В LabVIEW есть огромное количество различных готовых

ВПП, такие как генерация осциллограмм различных сигналов с регулировкой определенных параметров, готовые функции сбора данных, анализаторы различных сигналов и многое другое. Отличительная особенность LabVIEW, что все эти ВПП не являются эталонными и могут быть изменены, в зависимости от поставленных задач.

Так как LabVIEW очень гибкая платформа, то чтобы реализовать вышеперечисленные условия можно пойти несколькими путями. Например, можно создать конечную программу в виде единой структуры без дополнительных виртуальных подприборов, что значительно усложнит и удлинит процесс написания данной программы. А можно составить программу полностью на базе уже имеющихся готовых решений от LabVIEW, что очень ускорит процесс программирования, но при этом регулировка будет весьма ограничена в своих возможностях, а весь виртуальный прибор не будет работать как единое целое.

В данном случае был выбран гибридный путь, в который вошли некоторые готовые программы от этой среды программирования, но большая часть модели подстанции была собрана с помощью созданных более гибких виртуальных подприборов, таких как:

- однофазные генераторы напряжения А, В и С для имитации трехфазной сети и включавшие в себя регулировку частоты и напряжения;
- однофазные генераторы тока А, В и С, в состав которых вошли регулировки значения частоты, тока и угла между напряжением и током;
- генераторы сорока гармонических составляющих, включавшие в себя регулировку их значений.

Это основные генерирующие виртуальные подприборы, однако создано множество других вспомогательных функций и элементов.

Все эти решения были логически собраны и соединены в единую структуру, которая имеет четырех потребителей. Первые три подключены к фазе А, В и С соответственно, а четвертый к фазе А. Для удобства восприятия «Модель участка сети» разделена на три рисунка (рис.1-3). На рис. 1 изображены панели с выбором значений первых сорока гармонических составляющих, исходных данных, задающих такие значения как: количество выборок, частота дискретизации, частота сигнала и напряжение, а также кластеры-индикаторы для мониторинга амплитудных значений тока и напряжения.

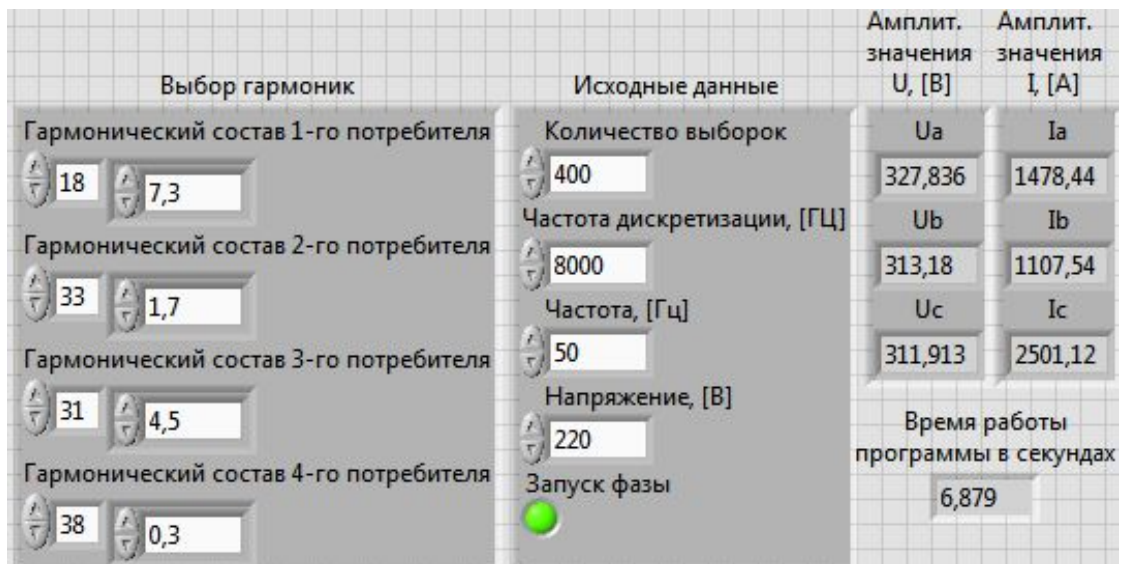


Рис. 1. Первая часть фронтальной панели виртуального прибора «Модель участка сети»

Рис. 2 включает в себя панель с четырьмя потребителями, каждый из которых имеет свои настраиваемые параметры, такие как «Смещение напряжения», «Смещение частоты», «Угол φ » (угол между напряжением и током) и «Значение тока».

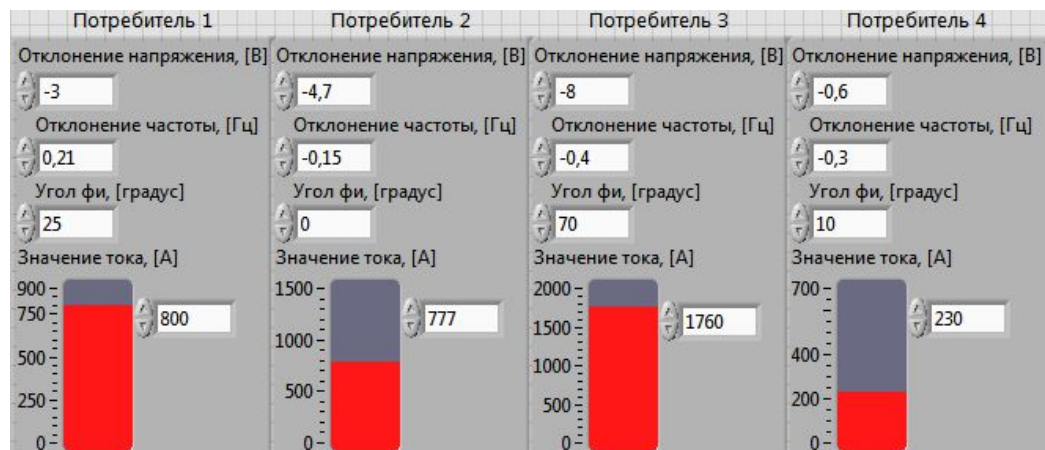


Рис. 2. Вторая часть фронтальной панели ВП «Модель участка сети»

Если ранее рассмотренные регуляторы требуется задавать до старта программы, то параметры потребителей возможно изменять во время работы ВП. Конечный результат заданных значений оценивается на графиках, приведенных на рис. 3, на котором представлены две трехфазные осциллограммы тока и напряжения, а также их мгновенные значения. Также для удобства оценки качества сигналов создана регулируемая задержка вывода сигнала на экран от 0 до 1000 мс.

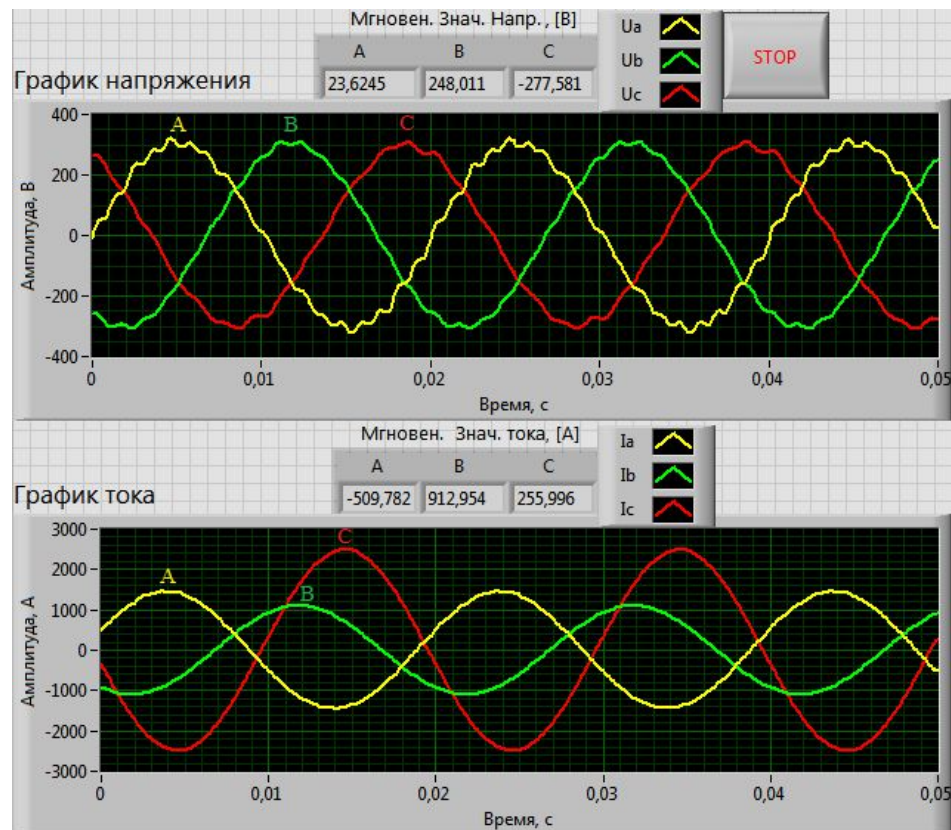


Рис. 3. Третья часть фронтальной панели ВП «Модель участка сети»

Таким образом, программный инструмент LabVIEW интересен с точки зрения моделирования действующей сети с возможностью создания виртуальной модели, которая очень гибко и адекватно регулируется различными параметрами. Особенностью этих регулировок является отсутствие эталонных элементов сети и возможностью задать любые характеристики элементов. Описанный подход позволяет рассмотреть влияние новых потребителей еще до присоединения к сети, а также проанализировать реакцию воздействия уже подключенных потребителей на новых (и наоборот).

Библиографический список

1. **Трэвис, Дж.** LabVIEW для всех. 4-е издание, переработанное и дополненное/ Дж Трэвис, Дж. Кринг - М.: Д М К Пресс, 2011. - 904 с.
2. **Магда, Ю.С.** LabVIEW: практический курс для инженеров и разработчиков. Ю.С. Магда – М.: ДМК Пресс, 2012. – 208 с.
3. **Шиханов, И.С.** Оценка использования сертифицированных регистраторов показателей качества электроэнергии /И.С. Шиханов [и др.] //Труды Кольского научного центра РАН. Энергетика. Вып. 11, 2015. С. 55-67.
4. Межгосударственный стандарт ГОСТ 32144—2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электриче-

ской энергии в системах электроснабжения общего назначения. Введ. 01.07.2014. М.: Стандартиформ 2014. - 20 с.

5. **Карпов, А.С.** Оценка эффективности мониторинговых исследований качества электроэнергии по ГОСТ 13109-97 в высоковольтной сети 6-150 кВ / А.С. Карпов, В.В. Ярошевич, О.М. Карпова // Труды Кольского научного центра РАН. Энергетика. Выпуск 7, 2013г. С 117-121.

6. **Карпов, А.С.** Выявление направлений развития сетей 6-35 кВ на основе опыта мониторинговых исследования показателей качества электроэнергии высоковольтной сети Северо-Запада России. / А.С. Карпов, В.В. Ярошевич // Материалы I Международного форума «Интеллектуальные энергосистемы». Национальный исследовательский Томский политехнический университет. Том 1, Томск, 2013г. С 163-167.

7. **Шиханов, И.С.** Исследование проблемы качества электроэнергии городской сети / И.С. Шиханов, А.С. Карпов, В.В. Ярошевич // Сборник статей межвузовского конкурса студенческих научных работ «Научная элита XXI века» (победители и лауреаты 2013-2015). – Мурманск: Изд-во МГТУ, 2016 – С.98-102

УДК 621.3

¹В.П.Степанов, ²Р.Ф.Идиатулин, ¹К.С.Аверьянова

ОЦЕНКА СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ ИЗМЕНЕНИЯ ГРАФИКОВ РЕВЕРСИВНЫХ ПЕРЕТОКОВ ПЕРЕДАВАЕМЫХ МОЩНОСТЕЙ

¹ФГБОУ ВО «Самарский государственный технический университет»²Филиал ОАО «СО ЕЭС» «Объединенное диспетчерское управление энергосистемами Средней Волги»

Приводятся результаты оценки случайных процессов изменения ординат графиков электрической нагрузки, формируемых реверсивными перетоками передаваемых мощностей по системообразующей электрической сети. Результаты исследований позволяют использовать известные вероятностные модели, применяемые в промышленных электрических сетях для всего комплекса технико-экономических задач, сопровождающих проектирование и эксплуатацию системообразующих электрических сетей.

Describes the evaluation of random processes of change of the ordinate schedules of electrical load formed by reversing the flows of the transferred capacity on the backbone electric network. The results of the research allow the use of known probabilistic models used in industrial electric networks for the whole complex of technical and economic problems accompanying the design and exploitation of electric networks.

Ключевые слова: стационарные случайные процессы, свойство эргодичности, реверсивные перетоки активной мощности, графики электрической нагрузки, нормированная корреляционная функция.

Key words: stationary random processes, ergodicity property, reverse active power flows, electrical load graphs, normalized correlation function.

Различают стационарные и нестационарные случайные процессы $\{P(t)\}$. Вероятностные характеристики по ансамблю реализации нестационарного случайного процесса $\{P(t)\}$ зависят от времени t , а стационарного - не зависят.

Из стационарных выделяют важный класс эргодических случайных процессов $\{P(t)\}$, у которых вероятностные характеристики, определяемые по ансамблю и по одной реализации, совпадают. Это объясняется тем, что одна достаточно продолжительная реализация содержит информацию о статистических свойствах всего случайного процесса $\{P(t)\}$.

Необходимо подчеркнуть, что стационарность случайных процессов $\{P(t)\}$ и свойство эргодичности необходимо при проведении экспериментальных исследований проверять и доказывать математически. В случае если график электрической нагрузки (ГЭН) является нестационарным, то

в нем находятся участки стационарности [1]. Расчетные параметры, характеризующие этот ГЭН, оцениваются на этих участках.

Как известно из [1], единственные характеристики, которые используются для случайного процесса $\{P(t)\}$ при проверке на стационарность, являются математическое ожидание $M\{P(t)\}$, дисперсия $DP(t)$ и корреляционная функция (КФ), определенные по ансамблю из n исходных графиков. При этом для стационарной случайной функции математическое ожидание $M\{P(t)\}$ и дисперсия $DP(t)$ должны быть постоянными:

$$\begin{aligned} M\{P(t)\} &= P_c = \text{const}; \\ DP(t) &= DP = \text{const}, \end{aligned}$$

а КФ должна зависеть не от положения t первого аргумента на оси абсцисс, а только от промежутка τ между первым и вторым аргументами:

$$K(t, t+\tau) = K(\tau).$$

Стационарный случайный процесс $\{P(t)\}$, у которого КФ стремится к нулю при неограниченном увеличении аргумента:

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} K(\tau) = 0$$

называется эргодическим.

Объектом исследования в данной работе являлись графики $P_\theta(t)$ перетоков активной мощности в системообразующих ЛЭП 500 кВ, расположенных на территории операционной зоны (ОЗ) Объединенной энергосистемы (ОЭС) Средней Волги. Регистрация графиков $P_\theta(t)$ перетоков активной мощности проводилась за время t , равное длительности суток с интервалом осреднения $\theta = 1$ мин. Для каждой ЛЭП 500 кВ число записанных реализаций n графиков $P_\theta(t)$, за один рассматриваемый год, равнялось $n = 20$: по пять реализаций в январе, апреле, июле и октябре. Регистрация графиков $P_\theta(t)$ перетоков проводилась в каждом месяце для одинаковых рабочих дней недели. Для примера на рис. 1 приведен ансамбль реализаций случайного процесса $\{P(t)\}$ графиков $P_\theta(t)$ реверсивных перетоков [2] за одни сутки в январе (а), апреле (б), июле (в) и октябре (г) для одной системообразующей ЛЭП 500 кВ, условно названной ЛЭП 500 кВ А – В. Из суточных графиков $P_\theta(t)$ перетоков активной мощности по ЛЭП 500 кВ А – В видно как менялось направление перетока $P_\theta(t)$ в течение суток. Для расчетов выбирались участки со значениями перетоков $P_\theta(t)$ из ансамбля реализаций случайного процесса $\{P(t)\}$, характерные для каждого направления и совпадения по направлению участков всех четырех гра-

фиков $P_{\theta}(t)$. Эти участки проверялись на стационарность с оцениванием расчетных параметров, характеризующие каждый участок графиков перетоков $P_{\theta}(t)$. Результаты вычислений приведены в табл. 1.

Таким образом, были выбраны четыре участка с одинаковым направлением из представленных четырех графиков перетоков $P_{\theta}(t)$. По временам участки графиков перетоков $P_{\theta}(t)$ следующие: первый с 01:48 до 03:31, второй с 15:59 до 17:22, третий с 18:17 до 19:23, четвертый с 21:17 до 22:39. Для примера на рис. 2 показан фрагмент реализаций случайного процесса $\{P(t)\}$ графиков $P_{\theta}(t)$ реверсивных перетоков [2] для третьего участка с 18:17 до 19:23 в январе (а), апреле (б), июле (в), октябре (г); на рис. 3,4 для третьего участка представлены зависимости математического ожидания $M\{P(t)\}$ от времени t , зависимости дисперсии DP от времени t соответственно для системообразующей ЛЭП 500 кВ А – В; на рис. 5 для третьего участка приведена экспериментальная НКФ графика $P_{\theta}(t)$ перетока и аппроксимирующая её теоретическая НКФ для ЛЭП 500 кВ А – В.

Зависимости математического ожидания $M\{P(t)\}$ или P_c от времени t определялись суммированием значений ординат в одинаковый момент времени t своего участка каждого из четырех фрагментов графиков $P_{\theta}(t)$ перетоков по ЛЭП 500 кВ А – В и деля сумму на число фрагментов графиков $P_{\theta}(t)$ перетоков $n=4$ [1].

Зависимости дисперсии DP от времени t вычислялись суммированием квадратов значений ординат в одинаковый момент времени t своего участка каждого из четырех фрагментов графиков $P_{\theta}(t)$, сумма делилась на $n=4$, из результата вычитался квадрат соответствующего математического ожидания $M\{P(t)\}$. Для получения несмещенной оценки результат множился на поправку $n/n-1=4/3$ [1].

При анализе полученных результатов, если судить непосредственно по данным, вычисленным в результате обработки, может создаться впечатление, что фрагмент реализации случайного процесса $\{P(t)\}$ графика $P_{\theta}(t)$ для третьего участка с 18:17 до 19:23 стационарным не является: его математическое ожидание $M\{P(t)\}$ (или средняя нагрузка P_c) не вполне постоянно, дисперсия $DP(t)$ также несколько меняется со временем t , а вот значения нормированной корреляционной функции вполне постоянны. Поэтому, принимая во внимание весьма ограниченное число обработанных фрагментов реализаций ($n = 4$) и в связи с этим наличие большого элемента случайности в полученных оценках, эти видимые отступления от стационарности (для $P_c = \text{const}$; $DP = \text{const}$) вряд ли можно считать значимыми, тем более что они не носят сколько-нибудь закономерного характера [1]. В связи с этим, рассмотренный участок фрагмента графиков $P_{\theta}(t)$ перетоков можно рассматривать как стационарный.

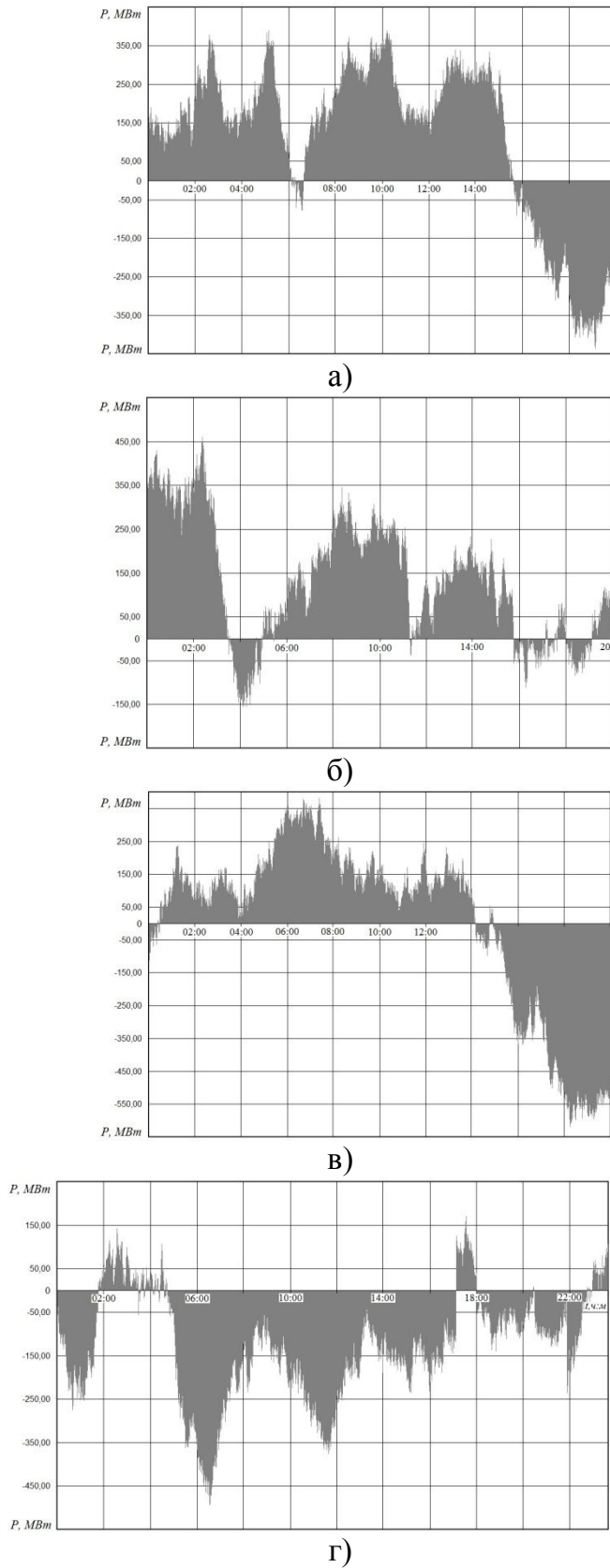


Рис. 1. Ансамбль реализации случайного процесса $P_0(t)$ суточных графиков перетоков по ЛЭП 500 кВ А – В

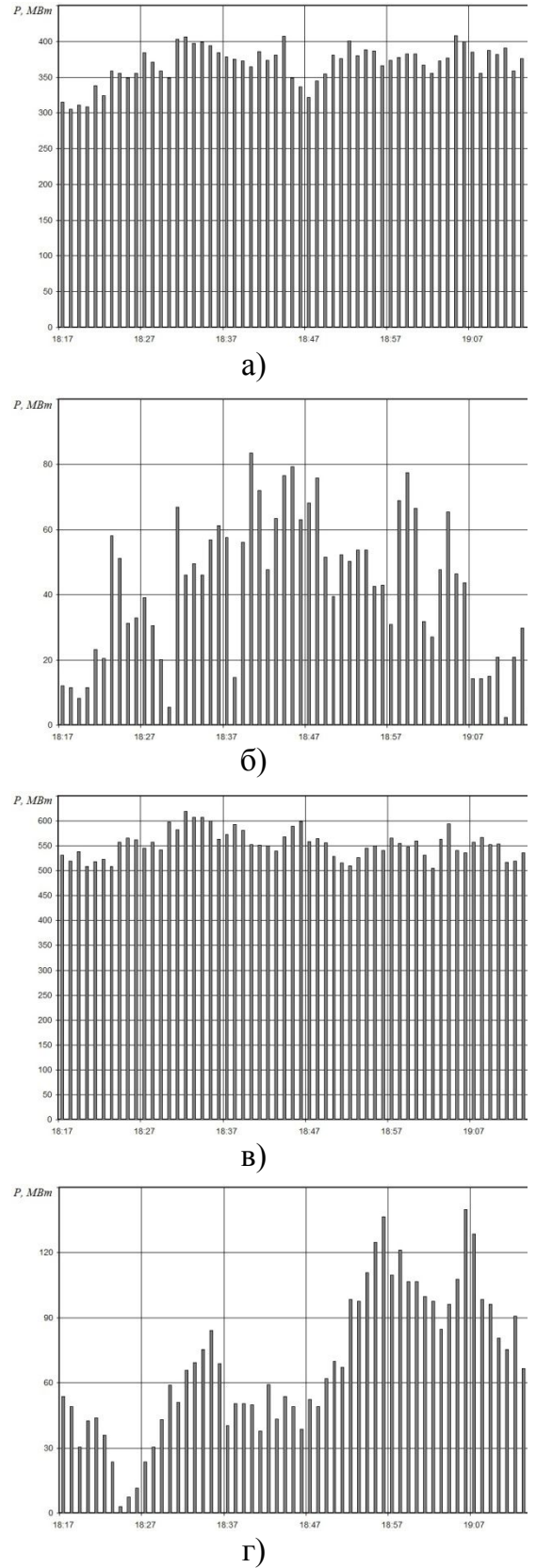


Рис. 2. Фрагменты реализаций случайного процесса $P_0(t)$ для третьего участка с 18:17 до 19:23 графиков перетоков по ЛЭП 500 кВ А – В

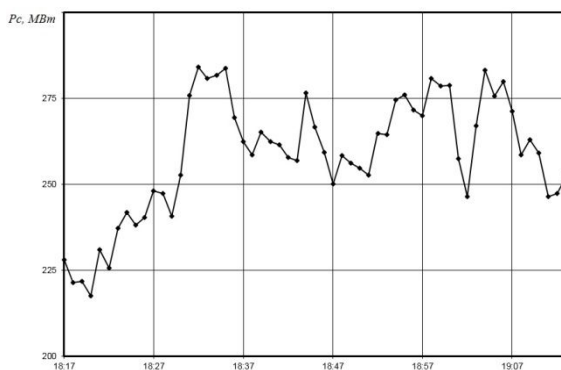


Рис. 3. Зависимость математического ожидания $M\{P(t)\}$ или P_c от времени t

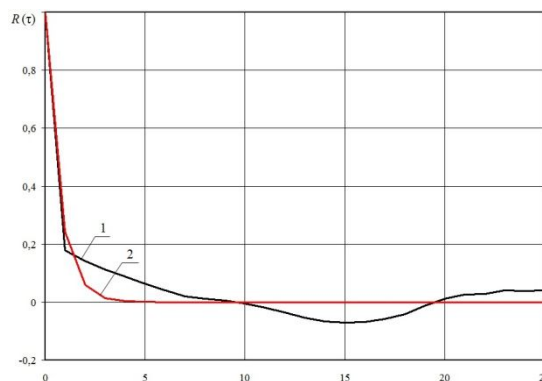


Рис. 5. Экспериментальная (1) и теоретическая (2) нормированные корреляционные функции случайного процесса $P_\theta(t)$

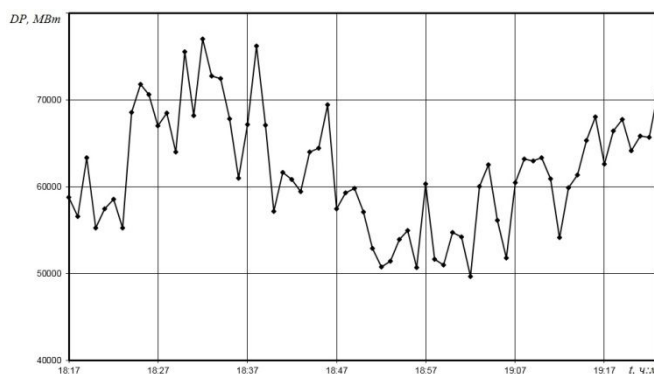


Рис. 4. Зависимость дисперсии DP от времени t

Аналогичные расчеты и рассуждения справедливы и для других участков ансамбля реализации случайного процесса $\{P(t)\}$ суточных графиков $P_\theta(t)$ перетоков по ЛЭП 500 кВ А – В. Для приведения функции к стационарной производилась оценка статистического среднего значения P_c непосредственным осреднением по ансамблю из N реализации $P_{\theta i}(t)$ для каждого участка графиков $P_\theta(t)$ следующим образом [3]:

$$P_c(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_i(t). \quad (1)$$

Оценка статистической дисперсии $DP(t)$ случайного процесса $\{P(t)\}$ вычислялась точно так же, как и оценка среднего значения P_c квадрата, только перед возведением в квадрат из значений ординат графиков $P_{\theta i}(t)$ вычитается среднее значение $P_c(t)$ процесса [3]:

$$DP(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [P_i(t) - P_c(t)]^2. \quad (2)$$

Характеристика, приведенная к размерности случайного процесса $\{P(t)\}$, называемая стандартом нагрузки для нормального закона распре-

деления вероятностей ординат или среднеквадратическим отклонением нагрузки от его математического ожидания $M\{P(t)\}$ и связанная с дисперсией $DP(t)$, определялась следующим соотношением [3]:

$$\sigma(t) = \sqrt{DP(t)}. \quad (3)$$

Проведенные исследования графиков $P_\theta(t)$ перетоков активной мощности ЛЭП 500 кВ А – В свидетельствуют о том, что экспериментальные нормированные КФ описываются следующими функциями заданного вида [3]:

$$r(\tau) = \exp(-\alpha|\tau|); \quad (4)$$

$$r(\tau) = \exp(-\alpha|\tau|) \cos \omega_0 \tau, \quad (5)$$

где α , ω_0 , - коэффициент затухания и собственная частота колебания НКФ соответственно.

Построение и описание экспериментальных НКФ выполнялось с помощью программы Microsoft Office Excel по выражению [3]:

$$r_s(\tau) = \frac{\sum_{i=1}^m P_{\theta k}^* P_{\theta l}^*}{\sigma_\theta^2 (N-1)}, \quad (6)$$

где $r_s(\tau)$ – экспериментальная НКФ графиков перетоков $P_\theta(t)$; $P_\theta^* = P_\theta - P_c$ – центрированное значение перетоков $P_\theta(t)$ в моменты времени k и l ; N – количество ординат ступенчатых графиков $P_\theta(t)$ перетоков.

Оценка параметров α и ω_0 , НКФ производилась по методу наименьших квадратов с использованием критерия минимума среднеквадратической погрешности [3].

Как видно из представленного примера на рис. 5 НКФ стремится к нулю при $\tau \rightarrow \infty$, корреляционная связь между значениями случайной функции неограниченно убывает по мере увеличения расстояния между ними. Такое направление стремления корреляционной функции к нулю при $\tau \rightarrow \infty$ говорит в пользу эргодичности процесса [1].

Результаты вычислений приведения функции к стационарной для всех четырех участков $P_\theta(t)$ приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры характеристик и НКФ $P_{\theta}(t)$ ЛЭП 500 кВ А – В

Месяцы календарного года	Номера участков графиков	Параметры характеристик и нормированных корреляционных функций графиков электрической нагрузки перетоков активной мощности по ЛЭП 500 кВ А – В					
		Количество θ -ординат фрагмента графика, N , шт.	Средние значения фрагмента графика, P_c , МВт	Средне-квадратические значения фрагмента графика, σ_{θ} , МВт	Коэффициент формы, K_{Φ}	Коэффициент затухания, α , c^{-1}	Собственная частота колебания, ω_0 , рад/с
январь	I	104	235	75	1,05	0,013	6,352
	II	84	119	64	1,135	0,082	-
	III	67	370	51	1,009	1,663	-
	IV	83	79	43	1,138	0,104	-
апрель	I	104	281	123	1,092	0,028	-
	II	84	35	25	1,232	0,049	6,485
	III	67	39	23	1,155	0,021	6,385
	IV	83	33	21	1,178	0,331	-
июль	I	104	104	33	1,05	0,032	6,354
	II	84	302	55	1,016	0,301	-
	III	67	554	73	1,008	2,261	-
	IV	83	333	56	1,014	0,265	-
октябрь	I	104	52	33	1,188	0,228	-
	II	84	144	39	1,037	0,123	-
	III	67	70	33	1,103	0,015	6,364
	IV	83	115	44	1,07	0,086	6,409
Осредненные по времени оценки	I	104	168	128	1,257	0,099	-
	II	84	150	121	1,287	0,589	-
	III	67	258	249	1,388	1,416	-
	IV	83	140	139	1,408	0,367	-

Выводы

1. Вышеприведенные положения, а также результаты экспериментальных и теоретических исследований позволяют классифицировать случайный процесс $\{P(t)\}$ изменения электрической нагрузки перетоков $P_{\theta}(t)$ активной мощности по системообразующим ЛЭП 500 кВ как эргодический случайный стационарный процесс.

2. Установлено, что нормированные корреляционные функции графиков $P_{\theta}(t)$ перетоков активной мощности, системообразующих ЛЭП 500

кВ, могут описываться экспоненциальной и экспоненциально-косинусной функциями заданного вида.

Библиографический список

1. **Вентцель, Е.С.** Теория вероятностей/ **Е.С. Вентцель** – М.: Изд. центр «Академия», 2003. – 576 с.

2. **Аверьянова, К.С.** Теоретические и экспериментальные исследования реверсивных потоков активной мощности по системообразующей электрической сети. / К.С. Аверьянова [и др.] // Электро. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность. 2015. №4. С. 11-13.

3. **Жежеленко, И.В.**, Методы вероятностного моделирования в расчетах характеристик электрических нагрузок потребителей. – 2-е изд., перераб. и доп. /И.В. Жежеленко – М.: Энергоатомиздат, 2003. – 220 с.

УДК 621.31.015

Е.В. Ревякина**О ПРОБЛЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ЖИЗНЕННЫМИ ЦИКЛАМИ
ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ АКТИВОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ
И СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ**

Самарский государственный технический университет

Статья посвящена вопросам классификации и выбора путей решения задач, связанных с оценкой технических ресурсов электрооборудования (ЭО) в процессах его жизненных циклов (ЖЦ): разработки, монтажа, эксплуатации, модернизации, вывода из работы и замены, прогнозирования жизненных циклов с использованием диагностики и оценки технического состояния. На основе положений электромагнитной совместимости сформулированы принципы взаимодействия ЭО и окружающей среды при мощных эксплуатационных физических внешних и внутренних воздействиях на ЭО и их ограничения с помощью защитных средств. Констатируется возможность оценки граничных состояний ЭО с использованием системного анализа информации о техническом состоянии и статистических данных об аварийности ЭО. На основе информационных технологий сформулированы пути совершенствования управления ЖЦ ЭО, как производственных активов.

Article is devoted to classification questions and problems solution connected with the estimation of electric equipment (EE) technical resources in processes of life cycles (LC): development, installation, operation, modernization, deactivating and replacement, forecasting of life cycles using diagnostics and the estimation of technical condition. On the basis of provisions of electromagnetic compatibility the principles of EE interaction and environment at powerful exploitation physical external and internal EE impacts and of their restriction by means of protective equipment are formulated. The possibility of an estimation of EE edge states using the system information analysis on technical condition and statistical data about EE accident rate is stated. On the basis of information technologies ways of management improvement of LC EE as production assets are formulated.

Ключевые слова: технические ресурсы, электрооборудование, эксплуатационные физические воздействия, жизненные циклы, информационные технологии.

Key words: technical resources, electric equipment, exploitation physical actions, life cycles, information technologies.

В современных условиях эксплуатации и развития электротехнических комплексов (ЭТК) электрических сетей и систем электроснабжения (ЭССЭ) значительное место занимают проблемы управления производственными активами (ПА) [1]. Это - оценка технических ресурсов ЭО (текущих и остаточных), этапов его эксплуатации, модернизации, вывода из работы и замены на основе прогнозирования жизненных циклов (ЖЦ) [2]

с помощью диагностики, анализа и оценки технического состояния ЭО и др.

Окружающая среда и само ЭО являются источниками непрерывного потока мощных эксплуатационных физических воздействий (ЭФВ), которые дискретно и непрерывно снижают возможности ЭО сохранять работоспособность, причем последствия этого снижения постепенно ухудшают характеристики и эксплуатационные свойства ЭО [3]. В конечном итоге это непосредственное проявление второго начала термодинамики приводит к аварийным отказам ЭО. Нередко они развиваются лавинообразно в значительной части ЭССЭ. В значительной мере этим нежелательным последствиям противостоят комплексы защитных противоаварийных средств и действий, а также корректная организация эксплуатации и, прежде всего, диспетчерского управления, технического обслуживания, ремонтов, диагностики, контроля и других мероприятий. Их цель – поддержка технического состояния ЭО на уровне, отвечающем требованиям стандартов, правил и директивных документов [4].

В связи с этим можно сформулировать направление актуального комплекса исследований, охватывающих, с одной стороны, определение граничных состояний ЭТК с точки зрения возможности его отказа в целом при аварийных нарушениях его элементов. С другой стороны, необходимо предусмотреть средства и мероприятия, противостоящие лавинообразному развитию аварийного инцидента [5, 6]. Фактически это определяет условия корректного функционирования и оптимального проектирования ЭТК, которые формируются с учетом имеющегося в настоящее время большого объема информации по аварийности в ЭССЭ.

Для этого созданы многокомпонентные информационные базы и банки данных (ИББД), содержащие сведения о повреждаемости, аварийных инцидентах (отказах) и рисках их отказов (РО), выполнении регламентных процедур обслуживания, анализе технического состояния, а также составе и характеристиках ЭО ЭССЭ. В частности, в СамГТУ проводится анализ и в ряде случаев поддержка актуального состояния 5 ИББД для ЭССЭ Самарского региона в электроэнергетике, нефтегазодобыче и других отраслях [7].

Изменения работоспособности ЭО в условиях названных разнонаправленных процессов реализуются конечным множеством этапов, состояний, режимов и др., определение которого – *жизненный цикл* (ЖЦ). Его определение – SMARTGRID Life Cycle сформулировано в стандарте ISO/IEC 15288:2008 [2] как «эволюция системы, продукта, услуги или иной созданной человеком сущности от замысла и до изъятия из обращения» в контексте работы ЭССЭ и их элементов. Необходимое условие при этом – целенаправленное обеспечение работоспособности ЭО, технически

и экономически обоснованной стандартами и нормами. Его *основной проблемой* на всех этапах от разработки проекта до утилизации является *управление ЖЦ и эффективное использование возможностей ЭТК* и отдельных электроустановок с разными сроками и условиями эксплуатации, обслуживания, изготовления и др.

В отечественных ЭССЭ в настоящее время характерно сочетание в ЭТК электроустановок новых поколений с морально и физически изношенными объектами [4, 6]. Часто они принципиально отличаются не только по техническому состоянию, но и по принципу действия, что требует тщательного технического контроля и технологического обеспечения совместной работоспособности.

И сейчас, и в обозримом будущем известные финансовые причины объективно тормозят темпы кардинальной замены и плановой реновации, которые отстают от интенсивности реального (до 70 % и более) износа ЭО [8]. Это – основная причина отрицательной динамики изменений технического состояния, ресурсов, рисков отказов ЭО и важной дилеммы управления производственными активами – *оптимального выбора между продолжением эксплуатации или заменой* старого (не выработавшего полностью свой технический ресурс) на новое ЭО.

Поэтому можно констатировать *острую необходимость* решения совершенствования управления ЖЦ производственных активов ЭССЭ с помощью *интеллектуальных информационных технологий на основе системного анализа информации о техническом состоянии и статистических данных об аварийности ЭО* [9].

Эффективным инструментом для этого является разработка для ЭО усовершенствованных методов оценки работоспособности ЭО [10] под воздействием интенсивного потока ЭФВ, определения рисков отказов, остаточного ресурса ЭО, текущих и остаточных ресурсов, сроков этапов его эксплуатации, модернизации, вывода из работы и замены на основе применения информационных технологий анализа аварийной статистики, рисков отказов, технической диагностики и математического моделирования [9].

Сказанное позволяет сформировать направления уточнения, совершенствования и коррекции традиционных, а также детального научного обоснования, внедрения и развития новых методов и положений управления ЖЦ ЭО 6 ÷ 35 кВ [1, 4, 12].

1. Формализация и классификация задач управления техническим состоянием современных ЭТК передачи, распределения и потребления электроэнергии.

2. Подготовка и обеспечение работоспособного состояния информационного обеспечения по производственным активам ЭТК сетевых

предприятий и систем электроснабжения, что проводится в СамГТУ для Поволжского региона [7].

3. Классификация интеллектуальных информационных технологий и решение проблем их эффективного применения для управления производственными активами и организации эксплуатации ЭССЭ [9].

4. Глубокий анализ аварийности оборудования ЭССЭ для эффективного управления ЖЦ ЭО с помощью комплекса методов Data Mining [9].

5. Управление параметрами ЖЦ ЭО на основе теории рисков и оценки технического состояния по результатам технической диагностики, математических и статистических моделей ЭО и компьютерных экспериментов по комплексной оценке рисков отказов.

6. Учет характерных текущих условий работы ЭССЭ (интенсивные потоки ЭФВ, износ и реальные технические ресурсы ЭО, наличие и состояние средств защиты и диагностики и др.).

7. Рекомендации и технические решения по эксплуатации реального парка новейших и изношенных производственных активов ЭССЭ [10].

Библиографический список

1. **Горбушкин, М.А.** Система эффективной эксплуатации электрооборудования систем электроснабжения предприятий нефти и газа/ М.А. Горбушкин, И.А. Косорлуков, В.С. Поляков// Известия высших учебных заведений. Электромеханика. №3, 2011. с. 71-73.

2. ГОСТ Р ИСО/МЭК 15288-2008 «Информационная технология. Системная инженерия. Процессы жизненного цикла систем». – М.: Стандартинформ, 2008.

3. **Сулейманова, Л.М.** Старение изоляции силовых трансформаторов сетей 6 – 35 кВ как следствие грозových и коммутационных перенапряжений // Методы и средства оценки состояния энергетического оборудования. Вып. 30. С.Пб, ПЭИПК, 2006. – с. 138–141.

4. **Сазыкин, В.Г.** Технические аспекты эксплуатации изношенного электрооборудования // Промышленная энергетика. 2000. №1. С. 14 – 18.

5. **Гольдштейн, В.Г.** Иерархически-структурное определение задач электромагнитной совместимости при воздействиях перенапряжений на электроустановках. / В.Г. Гольдштейн, Д.Н. Дадонов, И.А. Косорлуков // Оптимизация режимов работы электротехнических систем. Межвуз. сборн. науч. трудов – Красноярск, 2008. – с. 189-194.

6. Гольдштейн В.Г., Косорлуков И.А. Статистическое моделирование накопления повреждений трансформаторного электрооборудования // Изв/ высших учебных заведений. Электромеханика. Спецвыпуск «Диагностика энергооборудования», 2010. с. 40-41.

7. Goldstein V.G., Skladchikov A.A. Khrennikov A.Yu.. [An analysis of the condition of the 6-500 kV overhead power lines of the Samara region. Power Technology and Engineering](#). 2010. Т. 4. № 4. С. 322-326.

8. Сулейманова Л.М. Повышение эксплуатационных ресурсов силовых трансформаторов при обеспечении электромагнитной совместимости по перенапряжениям: Дис. ганд. техн. наук: 05.09.03 // Самара, 2006. – 141 с.

9. **Гольдштейн, В.Г.**, Оценка надежности и анализ причин аварийности электроустановок с использованием методов интеллектуального анализа данных/ В.Г. Гольдштейн [и др.]// Науч. труды V межд. науч.-техн. конф. «Электроэнергетика глазами молодежи», т. 2. Томский политех. ун-т. – Томск. 2014. С. 93-97.

10. **Горбушкин, М.А.** Планирование ремонтов электрооборудования электроэнергетических систем /М.А. Горбушкин [и др.]// Электроэнергетика глазами молодежи научные труды международной научно-технической конференции сборник статей в 3т., Самара, 2011, СамГТУ, Т.2 С 314-318,.

11. **Косорлуков, И.А.**, Модель оценки технического состояния электрических машин и аппаратов / И.А. Косорлуков, Д.А. Андреев, И.А. Назарычев // Вестник СамГТУ. Серия "Технические науки". №7 (28) -Самара, 2010. с. 207-211.

12. **Хренников, А.Ю.** Классификация основных видов дефектов и повреждений трансформаторно-реакторного оборудования и факторы, ведущие к их возникновению/ А.Ю. Хренников, В.Г. Гольдштейн // Вестник СамГТУ. Серия технические науки, № 1(21), 2008, с.166-171.

АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

СБОРНИК НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИХ СТАТЕЙ

Редактор **О.В. Пугина.**
Компьютерный набор и вёрстка **А.А. Кралин**

Подписано в печать 22.06.2016. Формат 60 x 84^{1/16}.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 12,75.
Тираж 100 экз. Заказ

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева.

Типография НГТУ.

Адрес университета и полиграфического предприятия:
603950, Нижний Новгород, ул. Минина, 24.