

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова»

**ДИНАМИКА
НЕЛИНЕЙНЫХ
ДИСКРЕТНЫХ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ
И ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

**Материалы
XIV Всероссийской научно-технической
конференции**

ДНДС–2021

Чебоксары
2021

УДК 621.3:004(063)

ББК 381:321Я73

Д44

Редакционная коллегия:

ректор, канд. экон. наук, доцент *А.Ю. Александров*,
д-р техн. наук, профессор *Г.А. Белов*,
канд. техн. наук, доцент *А.В. Серебрянников*

*Печатается по решению Ученого совета
Чувашского государственного университета имени И.Н. Ульянова*

Динамика нелинейных дискретных электротехнических
Д44 и электронных систем: материалы 14-й Всерос. науч.-техн.
конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. 532 с.

ISBN 978-5-7677-2925-8

Рассматриваются вопросы математических основ и математического моделирования нелинейных дискретных систем, цифровой обработки сигналов, построения и анализа устройств и систем силовой электроники, систем электроэнергетики и электропривода.

Для научных работников, инженеров, менеджеров и студентов старших курсов.

УДК 621.3:004(063)

ББК 381:321Я73

© Издательство

Чувашского университета, 2021

ISBN 978-5-7677-3103-9

ДИНАМИКА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Алифов А.А.
(Москва, ИМАШ РАН)

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ ПРИ ОГРАНИЧЕННОМ ВОЗБУЖДЕНИИ И ЗАПАЗДЫВАНИИ

В устройствах различного рода (системы автоматического управления, следящие системы, электроника, регуляторы и др.) широко распространены системы с запаздыванием. В автономных и телеуправляемых системах (подвижные роботы, манипуляторы и др.) источником запаздывания является канал передачи данных и пренебрежение им может привести к существенным ошибкам при управлении группой роботов [1]. В данной статье рассматриваются параметрические колебания при запаздывающей силе упругости в русле теории колебаний систем с ограниченным возбуждением [2–3]. В основу положена описанная в [2] модель стержня с пружиной (рис. 1), соединенной с кривошипом, приводимым в движение двигателем ограниченной мощности.

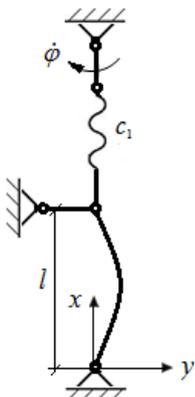


Рис. 1. Модель системы

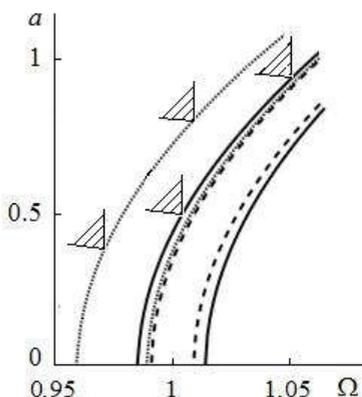


Рис. 2. Амплитудно-частотные кривые

Система, являясь нелинейной, имеет уравнения движения

$$m\ddot{\phi} + (W^2 + b \sin \phi)y = -b_1 \dot{\phi} - m^{-1} f(y) - c_t y_t, \quad (1)$$

$$J\ddot{\phi} = M(\phi) - 0,5c_2 y^2 \cos \phi - 0,5c_3 \sin 2\phi - c_4 \cos \phi,$$

$$w^2 = \frac{c}{m}, \quad c = \frac{\pi^4 EI_x}{2l^3} \frac{\alpha}{\epsilon} - \frac{P_0 \ddot{\theta}}{P_1 \varnothing}, \quad b = \frac{c_2}{m}, \quad c_2 = -\frac{\pi^2 r_1 c_1}{2l}, \quad m = \frac{r l}{2},$$

$$b_1 = \frac{b}{m}, \quad P_0 = f_0 c_1, \quad P_1 = \frac{\pi^2 EI_x}{l^2}, \quad c_3 = c_1 r_1^2, \quad c_4 = f_0 r_1 c_1,$$

где c_1 и b – коэффициенты жесткости и сопротивления, $f(y)$ – нелинейная составляющая силы упругости, $c_t = \text{const}$, $y_t = y(t - \tau)$, $\tau = \text{const}$ – запаздывание, J – момент инерции ротора двигателя, вращающего кривошип с радиусом r_1 , $M(\dot{\phi})$ – движущий момент двигателя с учетом сил сопротивления вращению ротора, $\dot{\phi}$ – скорость вращения.

Для решения системы (1) используем метод прямой линеаризации [4–6], представив нелинейность $f(y)$ в виде полинома. На основе выражения $y = a \cos \psi$, $y_t = a \cos(y - pt)$, $\dot{\phi} = W$, $\psi = pt + \xi$, $p = W/2$ получаем следующие уравнения нестационарных движений:

$$\frac{da}{dt} = -\frac{b_1 a}{2m} + \frac{c_t a}{2m W} \sin Wt + \frac{ba}{4mp} \sin 2\xi,$$

$$\frac{d\xi}{dt} = \frac{\omega^2 - W^2}{2W} + \frac{c_F}{2mW} + \frac{c_t}{2mW} \cos Wt + \frac{b}{4mp} \cos 2\xi, \quad (2)$$

$$\frac{dW}{dt} = \frac{1}{J} \frac{\dot{\epsilon}}{\epsilon} M(W) - \frac{c_2 a^2}{8} \frac{\dot{u}}{u}.$$

Здесь c_F – коэффициент линеаризации, определяемый для полинома $f(y)$ выражением $c_F(a) = \frac{\dot{a}}{a} \bar{N}_s \gamma_s a^{s-1}$, где γ_s – постоянные, $s = 3, 5, 7, \dots$, $\bar{N}_s = (2r + 3)/(2r + 2 + s)$, r – параметр точности линеаризации, который не имеет ограничений [4], но может быть выбран из интервала $(0, 2)$. Из условий $\dot{a} = 0$, $\dot{\xi} = 0$, $\dot{W} = 0$ следуют уравнения стационарных движений:

$$B^2 + E^2 = b^2, \quad tg 2\xi = -B/E, \quad M(W) - S(a) = 0,$$

где $B = 2p(b_1 - c_1 \sin pt)$, $E = 2\frac{d}{dt}m(\dot{w}^2 - p^2) + c_F + c_1 \cos pt \dot{w}$,

$$S(a) = c_2 a^2 / 8.$$

Проводились расчеты для получения информации о влиянии запаздывания на динамику системы. Нелинейность $f(y)$ была выбрана в виде γy^3 , где $\gamma = \text{const}$. Для расчетов были использованы параметры: $w = 1 \text{ с}^{-1}$, $m = 1 \text{ кгс} \times \text{с}^2 \times \text{см}^{-1}$, $c_2 = 0,07 \text{ кгс} \times \text{см}^{-1}$, $b = 0,02 \text{ кгс} \times \text{см}^{-1}$, $c_1 = 0,05 \text{ кгс} \times \text{см}^{-1}$, $g = \pm 0,2 \text{ кгс} \times \text{см}^{-3}$, $pt = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$, коэффициент линеаризации $\bar{N}_3 = 3/4 (r = 1,5)$. На рис. 2 показаны амплитудно-частотные кривые $a(p)$ при $g > 0$ (в случае $g < 0$ кривые наклоняются влево), где сплошные линии соответствуют отсутствию запаздывания, штриховые $-pt = \pi/2$, пунктирные $-pt = \pi$. Устойчивым колебаниям соответствует крутизна характеристики источника энергии, которая находится в пределах заштрихованного сектора (неустойчивы колебания с малыми амплитудами, а также полностью при $pt = \pi/2$).

Литература

1. Коррекция транспортного запаздывания в системе управления мобильным роботом / Золотухин Ю. Н. [и др.] // Автометрия. 2011. № 2(47). С. 46–57.

2. Кононенко В. О. Колебательные системы с ограниченным возбуждением. М.: Наука, 1964. 236 с.

3. Alifov A. A., Frolov K. V. Interaction of Nonlinear Oscillatory Systems with Energy Sources // Hemisphere Publishing Corporation, New York, Washington, Philadelphia, London. 1990. P. 327.

4. Алифов А. А. Методы прямой линеаризации для расчета нелинейных систем. М., Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2015. 74 с.

5. Alifov A. A. Method of the Direct Linearization of Mixed Nonlinearities // Journal of Machinery Manufacture and Reliability. 2017. Vol. 46. No. 2. PP. 128–131.

6. Алифов А. А. Метод прямой линеаризации для расчета нелинейных систем // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 10-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2013. С. 10–12.

Бирюков И.Д.¹, Тогузов С.А.²
(¹Казань, КНИТУ-КАИ; ²Чебоксары, Чебоксарский институт
(филиал) Московского политехнического университета)

АНАЛИЗ ДАННЫХ ЭКСПЛУАТАЦИИ ЗАПОРНОГО ПРИВОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ*

Анализ данных эксплуатации запорного привода, используемого для разделения потоков сред, необходим для корректировки режимов работы оборудования и отслеживания неисправностей в режиме реального времени. Сбор и отправку данных на сервер осуществляет устройство мониторинга состояния и управления запорными приводами (УМП) [Лит.].

Для анализа используется выборка данных (рис. 1), полученных с помощью разрабатываемого устройства УМП, содержащая параметры мониторинга технического состояния, из которой выбраны несколько значимых параметров, измеренных в течение 72 часов с периодичностью в 9 минут, таких как: относительная влажность (% , параметр X1), температура (°С, параметр X2), время события, положение привода (от 0 до 100%, параметр Y).

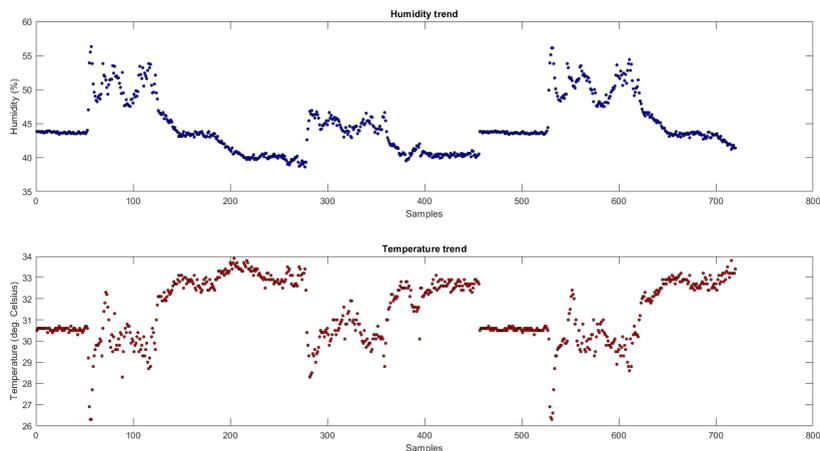


Рис. 1. Зависимость данных об эксплуатации привода (влажности и температуры соответственно) от времени (72 часа)

* Работа выполняется в рамках гранта по программе «УМНИК-2018» – договор 13784ГУ/2018 от 02.04.2019.

Для анализа данных принято решение использовать следующие методы машинного обучения: оценка нормальности распределения данных, кластерный анализ, оценка парных коэффициентов корреляции.

Для оценки нормальности распределения используется специальный алгоритм, для работы которого требуется выборка данных и главные статистические характеристики: оценка математического ожидания, среднеквадратичное отклонение, средние ошибки вычисления, медианы, асимметричные эксцессы, доверительные интервалы. В результате выводится тип распределения, к которому больше всего подходят инициализированные параметры, и графики, визуально показывающие сравнение с типовыми распределениями. Исходя из результатов работы программы видно, что параметр X1 подчиняется логнормальному закону, а параметр X2 – нормальному закону (рис. 2).

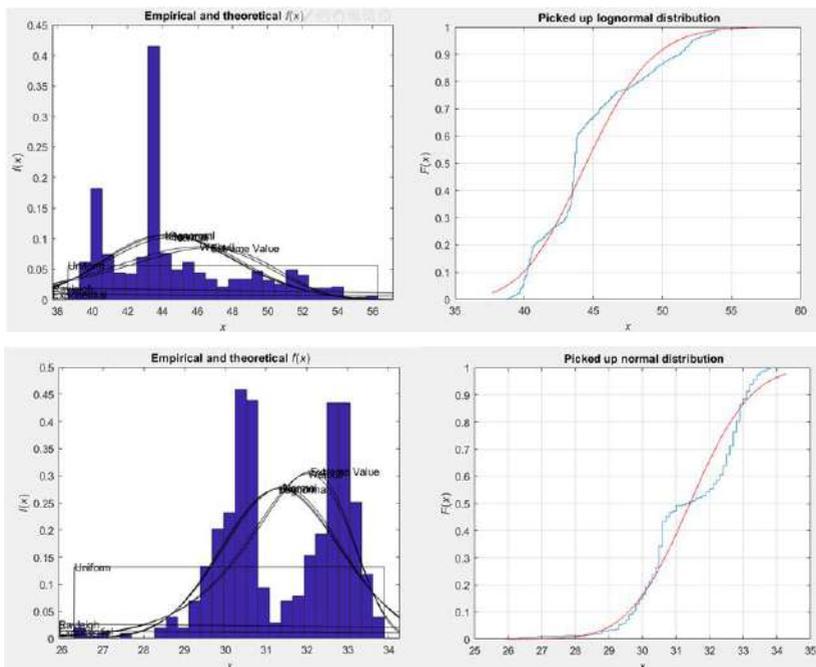


Рис. 2. Распределение данных параметров X1 и X2 соответственно

Кластерный анализ помогает определить некоторые наборы групп с аналогичными значениями. В выборке используется кластеризация K-Means. Суть этого метода заключается в том, чтобы установить число K кластеров/центроидов и найти ближайшие значения к этим центроидам.

Далее определяется число K центроидов и количество итераций. Выбрано количество центроидов, равное 2, и количество итераций, равное 400. Исходные данные прогоняются через этот алгоритм и выводятся графики (рис. 3).

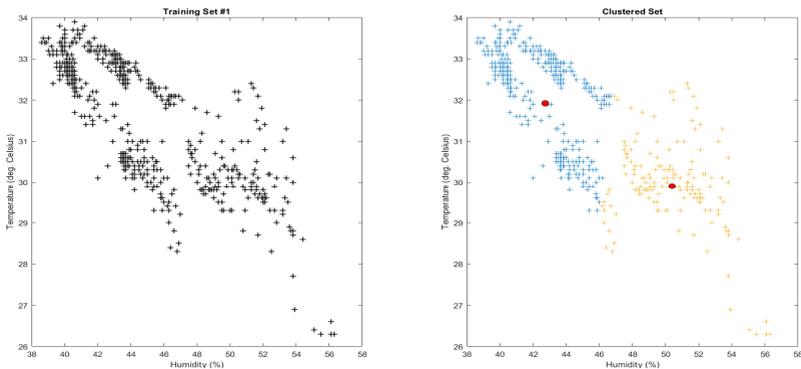


Рис. 3. Результат кластеризации K-Means

На этих участках видна начальная выборка из двух параметров X_1 и X_2 , которые указывают на зависимость между ними, и кластеризованная выборка. Кластер с синими маркерами показывает: чем больше растёт температура, тем больше уменьшается влажность. Кластер с желтыми маркерами показывает: чем больше растёт влажность, тем больше снижается температура.

Парные коэффициенты корреляции дают нам информацию о зависимости между анализируемыми параметрами (рис. 4). В выборке необходимо анализировать параметры X_1 и X_2 .

Полученное отрицательное значение корреляция означает, что при повышении влажности температура понижается и наоборот. Удостоверимся в этой гипотезе.

Для расчета параметров используются формулы

$$\bar{x}_1 = \frac{\sum x_{1,i}}{n}, \bar{x}_2 = \frac{\sum x_{2,i}}{n}; \quad r = \frac{\sum (x_{1,i} - \bar{x}_1) \times (x_{2,i} - \bar{x}_2)}{\sqrt{\sum (x_{1,i} - \bar{x}_1)^2} \times \sqrt{\sum (x_{2,i} - \bar{x}_2)^2}},$$

где $x_{1,i}$ и $x_{2,i}$ – начальные параметры, r – коэффициент корреляции, \bar{x}_1 и \bar{x}_2 – средние значения. Результат: $r = -0,7495$. Параметры коррелируют отрицательно почти на 75 %, что подтверждает гипотезу.

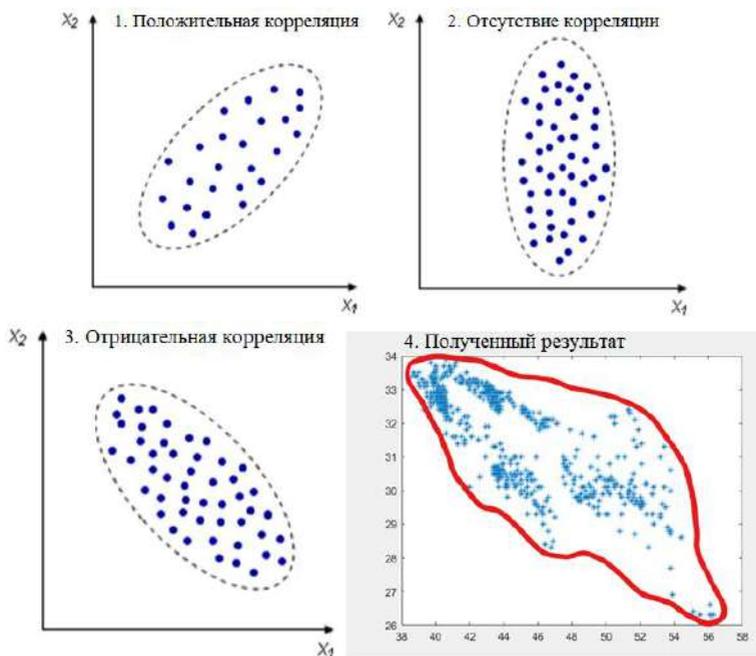


Рис. 4. Примеры парной корреляции (1-3) и полученный результат (4)

Литература

Бирюков И. Д., Тогузов С. А. Устройство для мониторинга состояния и управления запорными приводами // Наука, техника, педагогика. Новые технологии высшей школы: материалы Всероссийской научно-практической конференции «Наука–Общество–Технологии – 2019» (Россия, Москва, 26 февраля 2019 г.). М.: Московский Политех, 2019. С. 383–385.

Петровская М.В., Гилемханов Т.Ф.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД АВТОМОБИЛЬНОГО ПОДЪЕМНИКА

Разработанная система предназначена для управления электроприводом автомобильного подъемника и предотвращения аварийной ситуации перекоса поднимаемого транспортного средства.

Каждая из четырех стоек автомобильного подъемника оборудована автономным электроприводом. При этом скорость подъема зависит от частоты вращения вала электродвигателя, передаточного числа механического редуктора и шага резьбы винтового подъемника. В идеальном случае все стойки должны выполнять перемещение синхронно. В реальной ситуации механические редукторы и винтовые стойки осуществляют подъем автомобиля синхронно при одинаковой частоте вращения электродвигателей с погрешностью изготовления винтовых стоек, которой можно пренебречь.

В теории частота вращения трехфазного асинхронного двигателя зависит только от его конструкции, (количества полюсов) и от частоты переменного тока, питающего двигатель. На практике же частота вращения зависит также от напряжения питания электродвигателя и от нагрузки на валу двигателя. Зависимость от этих параметров нелинейная и для каждого двигателя индивидуальная. Нагрузка на вал электродвигателя изменяется при каждом подъеме автомобиля и определяется его положением и распределением его массы. Вследствие вышеперечисленного может возникнуть ситуация, при которой стойки автомобильного подъемника будут двигаться неравномерно, что может привести к недопустимому перекосу стоек автомобильного подъемника с последующей деформацией кузова поднимаемого автомобиля, или даже опрокидыванием последнего. Для того чтобы избежать этого, необходимо на ранней стадии обнаружить перекося, остановить систему и сообщить оператору о возможной опасности.

Структура системы реализует принципы построения специализированных информационно-измерительных систем, вклю-

чающих в себя как собственно измерительные каналы, так и вспомогательные каналы управления [Лит.].

Алгоритм работы системы автоматизации электропривода состоит в определении направления перемещения стоек автомобильного подъемника, подсчете количества оборотов стоек с помощью датчиков вращения, определении разницы хода стоек подъемника и принятии решения об аварийной остановке при превышении максимально допустимой разницы в движении одной или нескольких стоек.

Допустимый перекося определяется разницей в количестве оборотов между различными стойками подъемника. При определении перекося формируется управляющее воздействие на автоподъемник для аварийной остановки и на устройства световой и акустической сигнализации.

Схема системы контроля содержит следующие блоки: датчики вращения и датчики конечных положений стоек автомобильного подъемника; устройство управления, выполненное на микроконтроллере; блок индикации, акустической и световой сигнализации аварийной остановки; блок управления электроприводом и электромеханическим реле цепи аварийной защиты автомобильного подъемника.

Реле аварийной защиты автомобильного подъемника включается при включении питания системы после успешного прохождения самодиагностики и отключается в случае возникновения аварийной ситуации. Повторное включение реле возможно после подачи сигнала сброс оператором путем нажатия кнопки на пульте управления.

Абсолютная погрешность измерения перекося стоек составляет 6 мм, а погрешность, приведенная к максимальной высоте подъема, равна 0,3 %.

Литература

Автоматизированный сбор и цифровая обработка данных в измерительных системах: учебное пособие / Ю. К. Евдокимов [и др.]. Казань: Изд-во Казан. гос. ун-та, 2012. 163 с.

Хисматулина З.С., Денисов Е.С.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

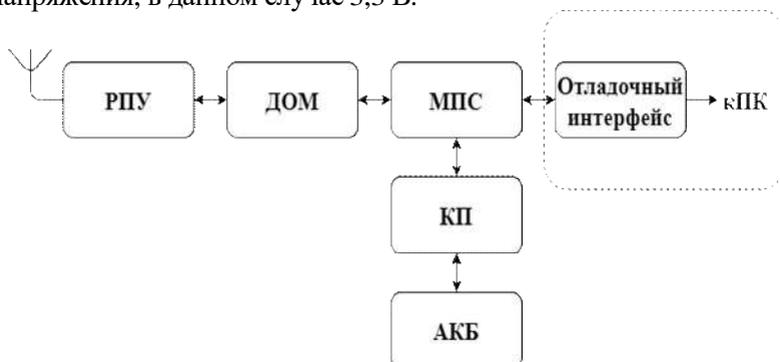
АППАРАТНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ В ЗАКРЫТЫХ ПОМЕЩЕНИЯХ

В настоящее время за счёт широкого распространения мобильных сервисов набирают популярность системы для определения местоположения. Задача навигации в открытых пространствах считается практически решенной, благодаря глобальным спутниковым навигационным системам, а вот задача определения местоположения в закрытых помещениях является актуальной и не решенной в полной мере. Подобные системы могут использоваться для решения задачи автоматического позиционирования, управления роботизированными системами, ориентации людей, автоматизации складских помещений и других.

Для решения данной задачи в последнее время производителями были разработаны широкополосные радиомодули, позволяющие определять расстояние между собой и взаимную ориентацию. Среди этих решений следует отметить модуль DWM1000, позволяющий строить системы позиционирования на основе принципа навигации по маякам [1–3]. В данной работе проводится исследование маяка системы позиционирования, построенной на основе модуля DWM1000. Данный модуль обеспечивает определение местоположения объектов в системах определения местоположения в реальном времени с точностью до 10 см в помещении, высокую скорость передачи данных до 6,8 Мбит/с и диапазон измерений до 300 метров, благодаря использованию методов когерентного приема.

Представленный на рисунке маяк системы позиционирования работает следующим образом. Микропроцессорная система (МПС) программируется с использованием отладочного интерфейса и персонального компьютера (ПК). МПС определяет роль всей системы, в данном случае задает ей роль маяка. Работу выбранного модуля в данной схеме описывает блок ДОМ, который через радиопередающее устройство (РПУ) передает сигнал метке или принимает исходящий от нее соответственно. Полученная от метки информация передается на удаленный ПК для дальнейшей обработки. Питание данной системы осуществляется с помощью аккумуляторной бата-

реи (АКБ), контроль питания (КП) играет роль ограничителя напряжения, в данном случае 3,3 В.



Структурная схема маяка системы позиционирования в помещениях

В работе показана возможность организации навигации внутри помещений на основе модуля DWM1000 и микропроцессорных модулей Arduino Nano. При этом в качестве маяков и модулей позиционирования использовалось одинаковое аппаратное обеспечение. У маяков определялись координаты, привязанные к помещению, в котором проводились исследования. Реализована дальноммерная триангуляционная схема навигации. Выполнены экспериментальные испытания системы. Проведены исследования погрешности измерения расстояния между двумя модулями.

Литература

1. Хисматулина З. С., Денисов Е. С. Автоматизированная система определения местоположения в закрытых помещениях с удаленным серверным устройством // IV Международная научно-практическая конференция с онлайн-участием «Инновации в информационных технологиях, машиностроении и автотранспорте» (ИИТМА-2020). Кемерово, 2020. С. 128–129.

2. Хисматулина З. С., Денисов Е. С. Система позиционирования в закрытых помещениях на основе датчика DWM1000 // Молодежная научно-техническая конференция. М.: ОАО «ВТИ», 2020. С. 97–98.

3. Техническое описание датчика DWM1000 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.decawave.com/wp-content/uploads/2020/09/DWM1000-Datasheet.pdf> (дата обращения: 25.04.2021).

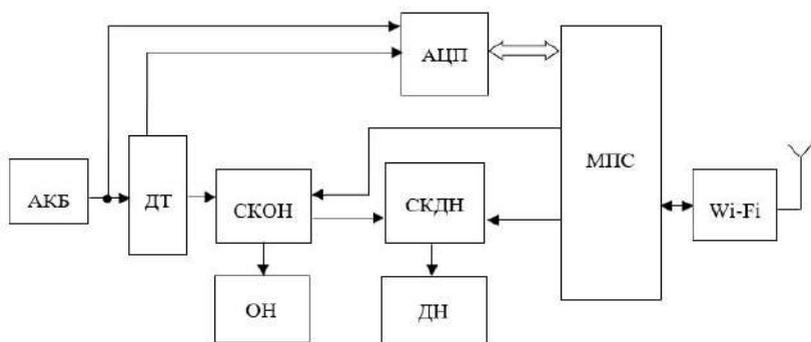
Енилиев Р.Р., Денисов Е.С., Никишина Г.В.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

АППАРАТНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ДИАГНОСТИКИ АККУМУЛЯТОРОВ ПО ПЕРЕХОДНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Аккумуляторы являются одними из наиболее распространенных источников основного и резервного питания электронной аппаратуры. Техническое состояние аккумуляторов определяет работоспособность аппаратуры, поэтому требуется разработка надежных и информативных средств их диагностики. В работе [1] предложена методика диагностики на основе измерения переходных характеристик, вызванных изменениями тока нагрузки. Несмотря на высокую информативность и удобство обработки данных в этой методике, она имеет существенный недостаток, связанный со сложностью формирования ступенчатого изменения тока, особенно для мощных аккумуляторов. В работе [2] предложен новый метод на основе анализа переходных процессов, вызванных изменением сопротивления нагрузки. Такой метод имеет большие перспективы практического использования, поскольку он имеет простую и недорогую аппаратную реализацию и потенциально обладает высокой информативностью. В данной работе предлагается лабораторная установка для практической апробации этого метода.

Предложенная установка (см. рисунок) включает в себя следующие основные элементы: аккумуляторную батарею (АКБ), датчик тока (ДТ), основную и дополнительную нагрузки (ОН и ДН соответственно), схемы коммутации основной и дополнительной нагрузок (СКОН и СКДН), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), микропроцессорную систему (МПС) и Wi-Fi-модуль. В процессе работы, если напряжение АКБ превышает заданный уровень, к ней подключается ОН посредством СКОН. МПС формирует сигнал управления СКДН для периодического подключения ДН, что приводит к появлению исследуемых переходных процессов. Для их измерения используется

АЦП, реализованный в данной установке на базе модуля NI PXI-5922. При практической реализации могут использоваться более дешовые его аналоги. Ток нагрузки АКБ измеряется посредством ДТ. В лабораторных экспериментах с известными ОН и ДН датчик тока может не использоваться, однако при работе АКБ на реальную нагрузку, которая может изменяться во времени, он необходим. Программное обеспечение МПС было реализовано в визуальной среде разработки NI LabVIEW. В экспериментальной установке предусмотрена возможность дистанционного управления посредством Wi-Fi модуля.



Структурная схема лабораторной установки

В данной работе предложена лабораторная установка для исследования метода диагностики электрохимических аккумуляторов по переходным характеристикам, вызванным изменениями нагрузки. Предложенная установка может использоваться как в научных, так и в практических приложениях.

Литература

1. Lithium battery transient response as a diagnostic tool / G. Timergalina [et al.] // Journal of Electronic Materials. 2018. Vol. 47. No. 8. PP. 4493–4501.
2. Nikishina G., Denisov E., Demidov A. Electrochemical power sources relaxations related with step-like load variation // Proceedings of the 2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT-2020). 2020. PP. 230–233.

Хабибуллин И.Р.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ЧАСТОТНЫХ И ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗВЕНЬЕВ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

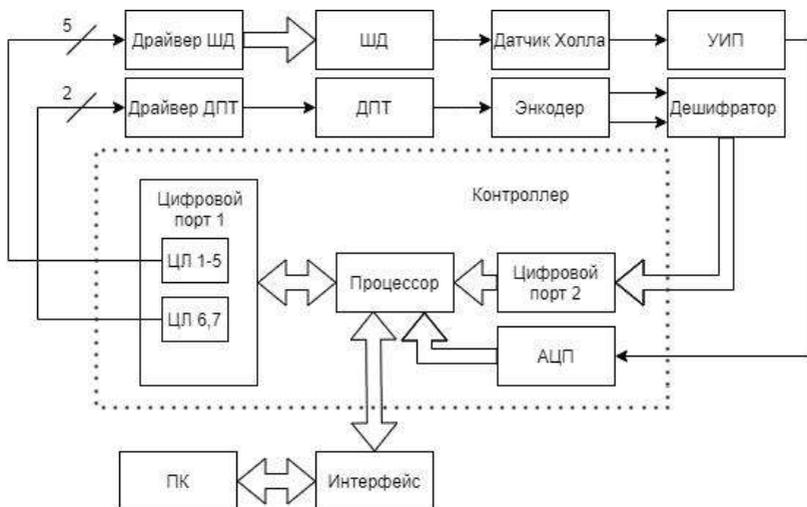
Асинхронные двигатели постоянного тока малой мощности и шаговые двигатели часто используются в качестве исполнительных механизмов различных роботизированных систем управления. Знание параметров этих устройств необходимо для разработки математической модели контура регулирования и синтеза регулятора. При всем многообразии доступных на сегодняшний день различных видов исполнительных механизмов, их параметры и характеристики не всегда заранее известны, что затрудняет процесс разработки систем управления.

Рассмотрена задача разработки автоматизированной системы измерения частотных и временных характеристик двигателей постоянного тока малой мощности и шаговых двигателей. На основе этой системы создан стенд, позволяющий не только экспериментально определять фактические параметры и характеристики устройств, но также и изучать особенности устройств автоматизации и сбора данных.

Метод измерения характеристик электрических двигателей указанных типов заключается в формировании входных воздействий, измерении откликов, последующей обработке измерительной информации и вычислениях.

На рисунке показана структурная схема автоматизированной измерительной системы. Система позволяет одновременно подключить оба типа двигателей. Как известно, шаговые двигатели управляются последовательностью логических импульсов, усиленных по мощности. Для управления двигателем постоянного тока традиционно используется ШИМ-сигнал. Таким образом, для формирования входных воздействий в обоих случаях достаточно использовать цифровые устройства. В качестве отклика измеряется скорость вращения.

Для идентификации характеристик двигателей использован метод, основанный на вычислении изображений входного воздействия и отклика [Лит.]. Система позволяет измерять скорость вращения до 4000 об/мин. В качестве измерителей скорости выступают датчик Холла и инкрементальный оптический энкодер.



Структурная схема измерительной системы

Для разработки программного обеспечения выбрана среда LabVIEW, имеющая библиотеку Design, Control & Simulation для моделирования и анализа динамических систем.

Таким образом, разработанная система позволяет экспериментально определять особенности заданных типов двигателей, а также дополнительно изучать особенности средств автоматизации и сбора данных.

Литература

Иzosимова Т. А., Евдокимов Ю. К., Курсанов А. Ю. Устройство и алгоритм адаптивного управления для активного магнитного подвеса на основе программируемых логических интегральных схем // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2017. Т. 73. № 1. С. 152–157.

Семёнова М.Н.
(Мирный, МПТИ (ф) СВФУ)

РЕАЛИЗАЦИЯ ПИ-РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА В ПАКЕТЕ ПРОГРАММ МАТЛАВ

Двигатели постоянного тока нашли широкое применение в промышленности для приведения в движение механизмов циклического действия, где требуется высокая скорость отклика, высокий пусковой крутящий момент, линейное управление [1].

Скорость двигателя постоянного тока определяется по зависимости:

$$\omega = \frac{U - I_a R_a}{k\Phi},$$

где U – напряжение, I_a и R_a – ток и сопротивление обмотки якоря, k – функциональный коэффициент, Φ – магнитный поток.

Двигатели постоянного тока по типу обмотки возбуждения делятся на двигатели со сложной (смешанной) обмоткой, с последовательной обмоткой, с параллельной обмоткой и с независимым возбуждением, последний тип наиболее широко используется в лабораторных стендах университетов (рис. 1) [2]. Основные методы управления требуемыми характеристиками скорости вращения двигателя постоянного тока с независимым возбуждением заключаются в управлении обмотками якоря и возбуждения, питаемых от разных источников [3].

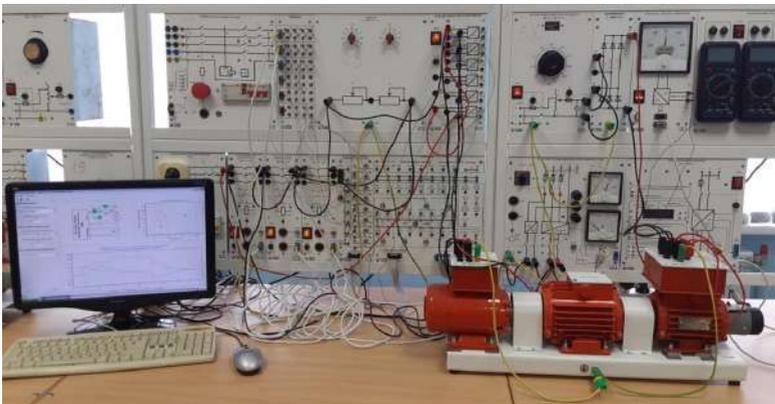


Рис. 1. Имитационная установка на базе двигателя постоянного тока

ПИ-регулятор находит широкое применение в программируемых логических контроллерах, благодаря простоте и ясности математического аппарата [4].

Предлагаемая математическая модель ПИ-регулятора с двигателем постоянного тока основана на выборе оптимальных параметров ПИ-регулятора, обеспечивающих поддержание фактической скорости близкой к заданной. ПИ-регулятор имеет пропорциональную и интегральную составляющие, благодаря чему есть возможность делать установившуюся ошибку равной нулю. Блок-схема ПИ-регулятора показана на рис. 2.

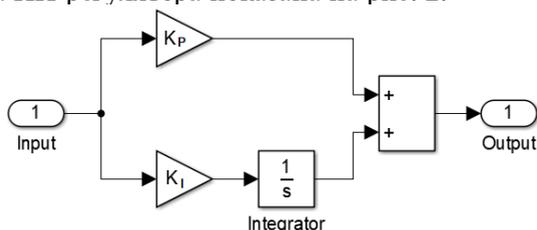


Рис. 2. Блок-схема ПИ-регулятора

На блок-схеме ПИ-регулятора два контура: тока и скорости. В контуре скорости ошибка представляет собой разницу между задаваемой и фактической скоростью. Система управления должна минимизировать четыре фактора [5]:

- время разгона t_r , в интервале времени от 10 % до 90 % заданного значения скорости;
- перерегулирование t_e , представляющее собой превышение значения скорости по сравнению с заданным значением;
- время установления t_s , представляющее собой время, по истечении которого отклонение скорости от заданного значения не превосходит 2–5 % от заданного значения;
- установившаяся ошибка σ , представляющая собой разницу между фактическим и заданным значением скорости.

Стандартная модель передаточной функции ПИ-регулятора представлена на рис. 3. Анализ времени отклика данной системы может быть основан на преобразовании передаточной функции, которая будет определяться по формуле

$$\frac{Y_{out}}{Y_{in}} = \frac{G_C G_V G_P}{1 + G_C G_V G_P G_M}. \quad (2)$$

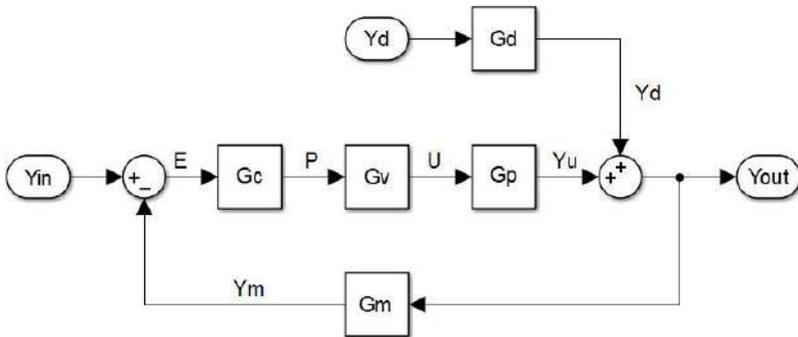


Рис. 3. Модель передаточной функции ПИ-регулятора

Был разработан алгоритм управления скоростью двигателя постоянного тока на основе ПИ-регулятора, который позволяет поддерживать фактическую скорость близкую к заданной. Благодаря разработанной математической модели, были получены характеристики скорости двигателя постоянного тока с независимым возбуждением с ПИ-регулятором. Были определены коэффициенты ПИ-регулятора $K_P = 7,2$ и $K_I = 100$, дающие наилучший результат для постоянной скорости. На рис. 4 видно как ПИ-регулятор улучшает быстродействие системы.

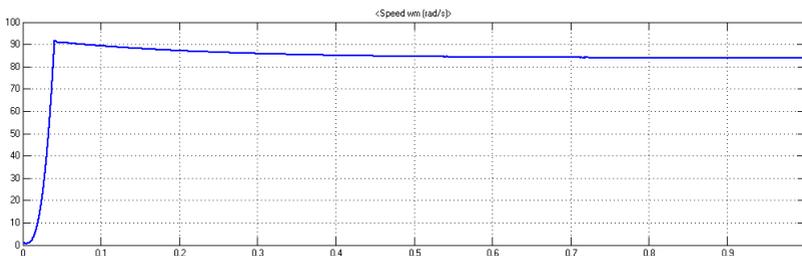


Рис. 4. Результаты моделирования скорости

Время разгона составляет менее 0,05 с. Выход скорости на свое номинальное значение происходит менее чем за 0,5 секунды. Перерегулирование не превышает 8 %. Установившаяся ошибка отсутствует [6].

Литература

1. Компьютерное моделирование многодвигательной системы электропривода в пакете программ MatLab / С. А. Заголило [и др.] // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2020. Т. 8. № 2 (29). С. 6–7.

2. Семёнов А. С., Хубиева В. М., Петрова М. Н. Математическое моделирование режимов работы двигателя постоянного тока в среде MatLab // Фундаментальные исследования. 2015. № 10-3. С. 523–528.

3. *Semenov A. S., Khubieva V. M., Kharitonov Y. S.* Mathematical modeling of static and dynamic modes DC motors in software package MATLAB // 2018 International Russian Automation Conference, RusAutoCon 2018. 2018. No. 8501666.

4. *Semenov A. S., Bebikhov Y. V., Yakushev I. A.* On the Characteristic Features of Implementing the NET Linx Open Network Architecture in the Control Logix System // Lecture Notes in Electrical Engineering. 2021. Vol. 729. PP. 32–41.

5. Performance analysis of open loop speed control of axial flux permanent magnet motor by using DSPIC controller / A. K. Rana [et al.] // 1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES-2016). 2017. No. 7853686.

6. The application of mathematical simulation for solution of linear algebraic and ordinary differential equations in electrical engineering / Y. V. *Bebikhov* [et al.] // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. 2019. Vol. 643. Issue 1. No. 012067.

Егоров А.Н., Семёнов А.С.
(Мирный, МПТИ (ф) СВФУ)

ОЦЕНКА РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРИ ВНЕДРЕНИИ СИСТЕМЫ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО ПРИВОДА НА ТЕХНОЛОГИЧЕСКУЮ УСТАНОВКУ

Ранее в работе [1] был произведен анализ энергоэффективности замены главной вентиляторной установки (ГВУ) рудника по добыче алмазосодержащих пород в связи с её неудовлетворительным техническим состоянием. Ещё годом ранее в работе [2] авторы

рассмотрели положительный опыт практической эксплуатации преобразователей частоты Power Flex 7000 в горнодобывающей промышленности, которые хорошо зарекомендовали себя, несмотря на вызываемые ими ухудшения электромагнитной совместимости питающей сети, подтвержденные авторами в работе [3].

В настоящей работе оценим экономический эффект от внедрения частотно-регулируемого электропривода (ЧРП) на ГВУ методом математического моделирования. Модель, представленная на рис. 1, позволяет получить параметры вентилятора при разных скоростях двигателя (рабочего колеса).

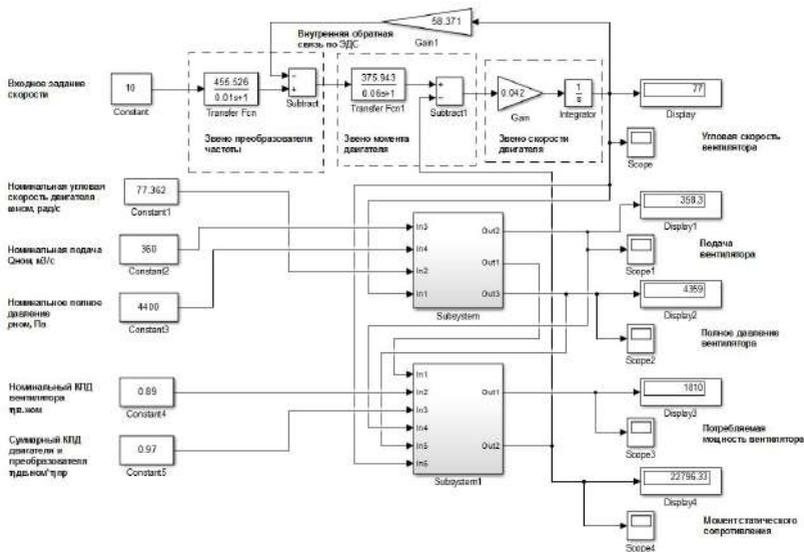


Рис. 1. Simulink-модель главной вентиляторной установки

По полученным в результате моделирования данным построены графические зависимости статического давления, подачи и мощности от угловой скорости (рис. 2).

При оценке будем рассматривать старую систему ГВУ с вентилятором ВОД-50 и новую – с вентилятором ТАФ-36/21,5-1 и ЧРП Power Flex 7000. Базовая потребляемая мощность для рассматриваемых вентиляторов будет определяться по формуле

$$P_6 = \frac{Q_{\text{НОМ}} \times \eta_{\text{НОМ}}}{1000 \times \eta_{\text{В}} \times \eta_{\text{ДВ}} \times \eta_{\text{ПЧ}}},$$

где $Q_{\text{ном}}$ и $P_{\text{ном}}$ – номинальные подача и давление вентилятора соответственно, η_v , $\eta_{\text{дв}}$, $\eta_{\text{пч}}$ – коэффициенты полезного действия (КПД) вентилятора, двигателя и преобразователя частоты соответственно.

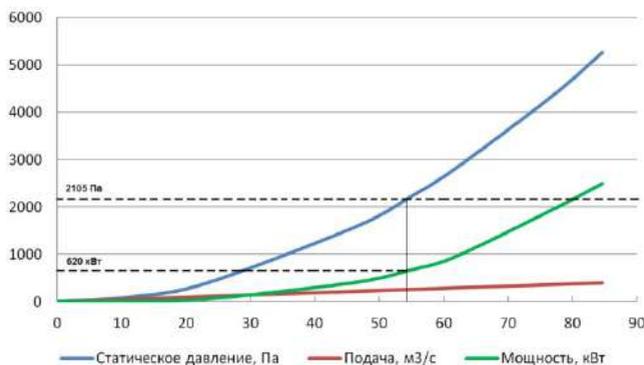


Рис. 2. Графические зависимости статического давления, подачи и мощности от угловой скорости ГВУ

По полученным в результате моделирования данным для двух вентиляторных установок построены графические зависимости статического давления, подачи и мощности от угловой скорости, из которых видно, что для обеспечения требуемого статического давления 2105 Па потребляемая мощность вентилятора ВОД-50 составит 800 кВт, а ТАФ-36/21,5-1 – 620 кВт.

Учитывая, что время работы ГВУ составляет 8760 час/год, ориентировочное годовое потребление электроэнергии по обоим вентиляторам составит

$$W_{\text{ВОД}} = P_{\text{ВОД}} T = 800 \times 8760 = 7008000 \text{ кВт} \cdot \text{ч/год}, \quad (2)$$

$$W_{\text{ТАФ}} = P_{\text{ТАФ}} T = 620 \times 8760 = 5431200 \text{ кВт} \cdot \text{ч/год}.$$

Тогда экономия электроэнергии при применении вентилятора ТАФ-36/21,5-1 с ЧРП составит 1576800 кВт·ч/год. При переводе в денежный эквивалент с учётом тарифа на электроэнергию экономия от сделанных внедрений составит:

$$C_{\text{Эгод}} = DW_w = 1576800 \times 4,95 = 7805160 \text{ руб.}, \quad (3)$$

где w – стоимость 1 кВт·час электроэнергии по тарифу ЗЭС ПАО «Якутскэнерго» для рудника «Интернациональный» на 2020 год.

Таким образом, в результате моделирования двух систем наблюдается очевидная экономическая эффективность внедрения системы с частотно-регулируемым электроприводом, которая в денежном эквиваленте достигает 7,8 млн. руб. в год.

Литература

1. Анализ энергоэффективности главной вентиляторной установки рудника по добыче алмазосодержащих пород / *А. Н. Егоров* [и др.] // Вестник Казанского государственного энергетического университета. 2018. Т. 10. № 2 (38). С. 60–72.

2. *Егоров А. Н., Семёнов А. С., Федоров О. В.* Практический опыт применения преобразователей частоты Power Flex 7000 в горнодобывающей промышленности // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. 2017. № 4 (119). С. 86–93.

3. Оценка электромагнитной совместимости высоковольтных преобразователей частоты в электротехнических комплексах / *А. С. Семёнов* [и др.] // Вестник Казанского государственного энергетического университета. 2019. Т. 11. № 4 (44). С. 64–75.

Лысенко Д.С.
(Самара, СамГТУ)

АЛГОРИТМ АДАПТАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ПИ-РЕГУЛЯТОРА ТЕМПЕРАТУРЫ ВОДЫ НА ВЫХОДЕ КОТЛА-УТИЛИЗАТОРА

Системы автоматического регулирования, основанные на ПИД законе управления и его вариациях: П, ПИ, ПД, получили широкое применение благодаря простоте реализации и ясности функционирования. Эффективность применения ПИД-регуляторов снижается при возмущениях объекта управления, вследствие чего необходимо постоянно вносить корректировки в коэффициенты регулятора. Может быть сформулирована задача разработки адаптивного алгоритма автоматической настройки коэффициентов регулятора, оценивая параметры объекта управления. Среди методов автоматической настройки коэффициентов ПИД-регулятора можно выделить автонастройку по табличным значениям. В таблицу заносится не-

обходимое количество наборов коэффициентов регулятора. Наборы коэффициентов привязываются к определённым условиям, после наступления которых выполняется изменение текущих значений коэффициентов регулятора на значения из таблицы. Реализация автонастройки по табличным значениям, возможна только в том случае, когда известна информация о характере изменения технологических параметров [1]. Инструментом реализации адаптивного алгоритма автоматической настройки могут быть нейронные сети. Применение алгоритмов автоматической настройки, созданных на базе нейронных сетей, имеет несколько преимуществ: простота реализации – достаточно включить в обучающую выборку данные, в которых отражена зависимость выходного сигнала нейронной сети от параметров на входе; масштабируемость – возможность переобучения и самообучения нейронной сети для новых условий в процессе управления объектом.

Создание алгоритма нейросетевой адаптации включает три последовательных этапа.

На первом этапе синтезируется и верифицируется нейросетевая модель объекта управления [2]. В качестве объекта управления был выбран котёл-утилизатор. Выходным параметром нейросетевой модели выступает температура сетевой воды за котлом T_{wo} . В качестве входных параметров используются: расход сетевой воды F_w , температура сетевой воды на входе в котёл T_{wi} , давление отработанного газа на входе в котёл P_g , температура газа на входе в котёл T_g . В качестве управляемой величины была выбрана температура сетевой воды на выходе из котла T_{wo} . В качестве управляющего воздействия выступает расход сетевой воды через котёл F_w .

На втором этапе в результате анализа нейросетевой модели котла-утилизатора определяются амплитудно-частотные характеристики объекта управления. На основе амплитудно-частотных характеристик строятся линеаризованные модели объекта управления. Значения коэффициентов ПИ-регулятора для разных рабочих точек были рассчитаны по линеаризованным моделям объекта управления. В обучающую выборку были включены пять наборов коэффициентов регулятора, которые соответствуют пяти рабочим точкам. При расчете коэффициентов было сделано предположение, что температура сетевой воды на входе T_{wi} в процессе эксплуатации котла-

утилизатора может изменяться в пределах 5 °С. Представленные в табл. 1 коэффициенты ПИ-регулятора рассчитаны для значения $T_{wi} = 45$ °С. В табл. 2, представлены коэффициенты ПИ-регулятора, рассчитанные для $T_{wi} = 50$ °С. Параметры уходящих газов $P_g = 0,55$ кПа, $T_g = 510$ °С имели постоянные значения. Значения рабочей точки T_{wo} и температура сетевой воды на входе T_{wi} были определены как входы нейронной сети, которая вносит корректировки в коэффициенты регулятора, значения пропорциональной (K_p) и интегральной (K_i) составляющих, определены как выходы.

Табл. 1. Значения коэффициентов ПИ-регулятора; $T_{wi} = 45$ °С

$T_{wo}, ^\circ\text{C}$	K_p	K_i
92,8	0,550056294111994	1,100112588223988
88	0,534970768695418	1,069941537390836
83	0,638722138120409	1,277444276240818
77,9	1,034185569677254	2,068371139354510
72,7	3,672905679694671	7,345811359389344

Табл. 2. Значения коэффициентов ПИ-регулятора; $T_{wi} = 50$ °С

$T_{wo}, ^\circ\text{C}$	K_p	K_i
92,8	0,550056294111994	1,100112588223988
88	0,534970768695418	1,069941537390836
83	0,638722138120409	1,277444276240818
77,9	1,034185569677254	2,068371139354510
72,7	3,672905679694671	7,345811359389344

На третьем этапе обучается и синтезируется нейронная сеть. Лучший результат обучения нейронной сети получается при использовании алгоритма обучения «байесовская регрессия». Количество нейронов в скрытом слое равно 10. На рис. 1 и 2 приведены результаты моделирования котла-утилизатора.

На рис. 1 приведены данные реакции замкнутой системы на изменение номинального значения T_{wo} с 72,7 до 92,8 °С, при $T_{wi} = 45$ °С, $P_g = 0,55$ кПа, $T_g = 510$ °С. Кривая T_{wo} (без НС) реакция замкнутой системы без автоматической адаптации параметров ПИ-регулятора. Кривая T_{wo} (с НС) реакция замкнутой системы с алгоритмом нейросетевой адаптации параметров ПИ-регулятора.

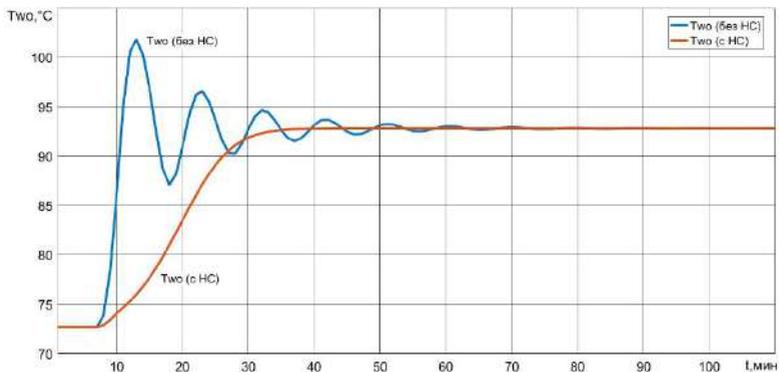


Рис. 1. Результаты моделирования при изменении параметра T_{wo} ; $T_{wi} = 45$ °C

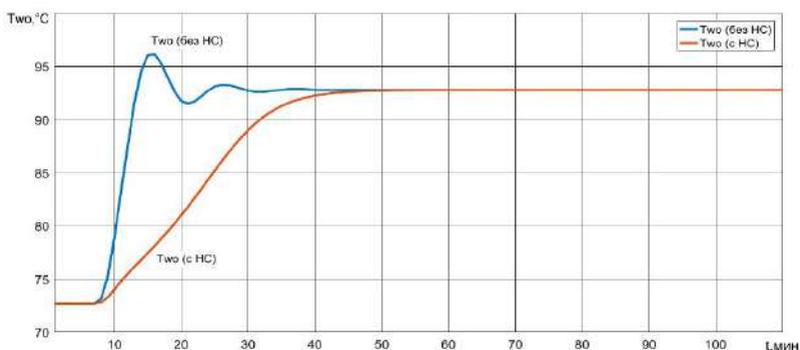


Рис. 2. Результаты моделирования при изменении параметра T_{wo} ; $T_{wi} = 50$ °C

На рис. 2 приведены данные реакции замкнутой системы на изменение номинального значения (T_{wo}) с 72,7 до 92,8 °C, при $T_{wi}=50$ °C. Кривая T_{wo} (без НС) реакция замкнутой системы без автоматической адаптации параметров ПИ-регулятора. Кривая T_{wo} (с НС) реакция замкнутой системы с алгоритмом нейросетевой адаптации параметров ПИ-регулятора.

Литература

1. Романов М. П. Высокоточная система управления для сборочных роботов на основе ассоциативной памяти // Вестник Московского государственного технического университета

МИРЭА» «HERALD of MSTU MIREA». Сер. Роботизированные комплексы и системы технологии. 2015. Вып. 3 (8). С. 60–87.

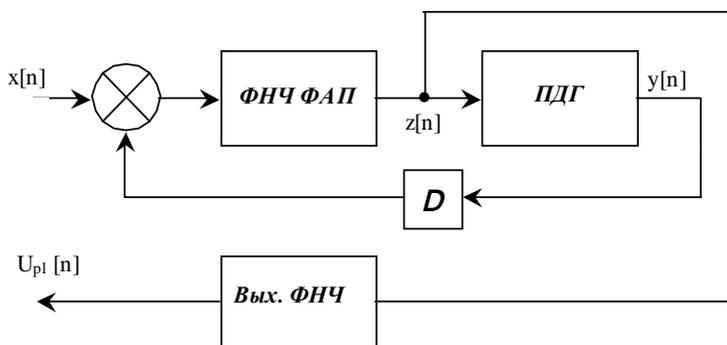
2. Лысенко Д. С., Данилушкин И. А. Динамическая модель котла-утилизатора на базе рекуррентной нейронной сети // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. 2020. Вып. 2 (65). С. 59–72.

Зайцев В.В.

(Самара, Самарский университет)

ФАЗОВАЯ АВТОПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ ДВ-ОСЦИЛЛЯТОРА ВАН ДЕР ПОЛЯ

Системы синхронизации на основе кольца фазовой автоподстройки частоты (системы ФАПЧ) в течение длительного времени используются для детектирования сигналов с угловой модуляцией. Различным схемам фазовых и частотных детекторов и анализу их работы посвящена обширная литература [1–3]. В статье [4] описана ФАПЧ автогенератора в дискретном времени (ДВ-ФАПЧ) и приведён пример её применения для выделения доплеровского смещения частоты акустического сигнала. Настоящее сообщение посвящено исследованию динамических характеристик ДВ-ФАПЧ автогенератора методом медленно меняющихся амплитуд. Структурная схема исследуемой системы приведена на рисунке.



Структура ДВ-ФАПЧ

В качестве перестраиваемого ДВ-генератора (ПДГ) рассмотрен осциллятор Ван дер Поля, генерирующий в дискретном времени в соответствии с уравнением движения [5]

$$y[n] - 2\cos\{2pW_0(1 + \mu[n-1])\}y[n-1] + y[n-2] = 2pn\{p(1 - y^2[n-1]) - 1\}\{\cos(2pW_0)y[n-1] - y[n-2]\}. \quad (1)$$

Здесь n – дискретный временной аргумент ($t_n = n\Delta$); Ω_0 – собственная частота колебательного контура автогенератора, измеряемая в единицах частоты дискретизации $\omega_d = 2\pi/\Delta$; $\nu = \Omega_0/Q$, Q – добротность контура; p – параметр превышения порога генерации.

Частота генерации осциллятора (1) перестраивается (с коэффициентом μ) сигналом управления $z[n]$, вырабатываемом в кольце ФАПЧ с фазовым детектором на основе перемножителя сигнала автоколебаний со входным сигналом $x[n]$ с частотой $\Omega[n]$. Для кольца с фильтром первого порядка уравнение управления имеет вид

$$z[n] = s_1 z[n-1] + y[n-1]x[n], \quad (2)$$

где $s = \exp(-2pW_c)$, Ω_c – частота среза ФНЧ.

В рамках анализа укороченных уравнений дискретной динамической системы (1)–(2) показано, что подбором параметров удается получить близкую к линейной зависимость управляющего напряжения от расстройки частот $W[n] - W_0$ в полосе входного ЧМ-сигнала.

Литература

1. Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Фазовая автоподстройка частоты. М.: Сов. радио, 1966. 512 с.
2. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении. М.: Сов. радио, 1978. 600 с.
3. Пиковский А., Розенблюм М., Крутс Ю. Синхронизация. Фундаментальное нелинейное явление. М.: Техносфера, 2003. 496 с.
4. Зайцев В. В., Зайцев О. В. Детектор ЧМ-сигнала на основе кольца фазовой автоподстройки частоты дискретного автогенератора // ФВПиРТС. 2005. Т. 8. № 1. С. 82–84.
5. Зайцев В. В. Дискретный осциллятор Ван дер Поля: конечные разности и медленные амплитуды // Известия вузов. ПНД. 2017. Т. 25. № 6. С. 70–78.

Нейман Л.А., Нейман В.Ю., Марков А.В., Лаппи С.Ю.
(Новосибирск, НГТУ НЭТИ)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПРОЦЕССОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ВИБРАЦИОННОЙ УСТАНОВКИ С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Вопросам расчёта динамики вибрационных технологических машин с электромагнитным возбуждением уделяется значительное внимание [1, 2]. Подобные расчеты позволяют получить зависимости от времени переменных величин, отражающих взаимосвязи в вибрационных системах в переходных и установившихся режимах. Основным этапом проектирования подобных систем является создание математических моделей, отражающих динамические свойства вибрационных систем. В качестве объекта исследований рассматривается конструкция двухмассовой технологической вибрационной установки с электромагнитным возбуждением. Предметом исследования является расчет динамических характеристик, на основе разработанной математической модели вибрационной установки с электромагнитным возбуждением в виде системы дифференциальных уравнений, с применением современной технологии программирования базовой системы Matrix Laboratory. Схема построения технологической вибрационной установки с электромагнитным возбуждением представлена на рис. 1. Установка содержит корпус 1, электромагнитный привод, состоящий из магнитопровода 2, катушек возбуждения 3, 4 и подвижного сердечника 5 установленного на расстоянии воздушного рабочего зазора δ . Подвижный сердечник 5 закреплен на штоке 6 и жестко связан с упругим амортизатором 7. Для обеспечения соосности при вертикальных движениях сердечника установлена диафрагма 8, выполненная из эластичного материала. На конце штока 6 закреплена платформа 9, к которой крепится присоединенная масса 10. Платформа 9 является рабочим органом вибрационной установки. Для гашения вертикальных вибраций между корпусом 1 и установочной поверхностью платформы 11 установлены виброизоляторы 12, 13. При протекании периодического тока по катушкам возбуждения 3, 4 сердечник 5 под действием сил электромагнитного поля и упругих сил амортизатора 7 совершает вертикальные колебательные движения.

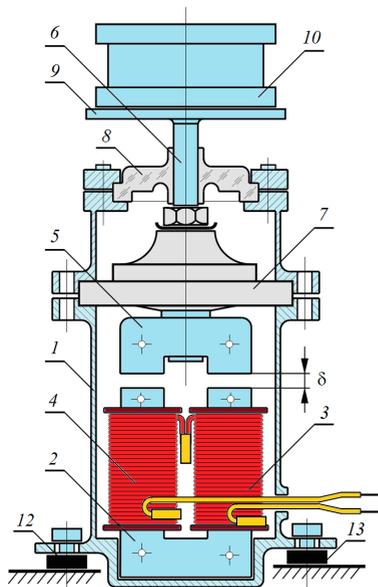


Рис. 1. Технологическая вибрационная установка

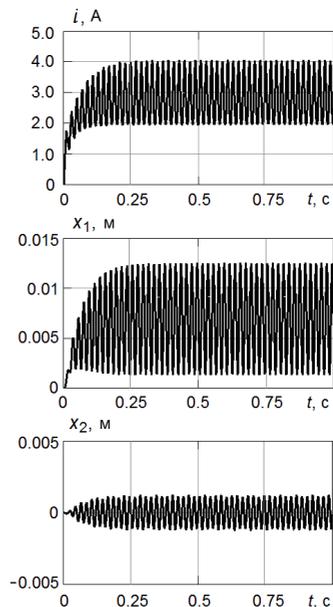


Рис. 2. Диаграммы переходного процесса модели

Решение системы дифференциальных уравнений модели выполнялось методами структурного моделирования в программе Matlab Simulink [3]. Входным источником сигнала использовались прямоугольные импульсы напряжения положительной полярности $U_m = 50$ В. Потери энергии в стальном магнитопроводе учитывались в соответствии с методикой [4]. Фиксация выходных переменных производилась с помощью виртуальных приемников сигналов «Score». Результаты имитационного моделирования в виде диаграмм тока катушки $i(t)$, перемещения координат $x_1(t)$, $x_2(t)$ отражающие процесс включения модели и ее выхода на установившийся режим отражены на рис. 2. При реализации модели выполнялся предварительный расчет статических параметров потокоцепления $\psi = f(i, \delta)$ и электромагнитного усилия $f_{эм} = f(i, \delta)$ с помощью решения полевой задачи в программе FEEM [5, 6]. Данные параметры использовались в блоках двумерных таблиц Look-Up Table(2D).

Качественный характер поведения диаграмм полностью соответствует процессам, полученным с использованием физической модели. Результаты исследований могут представлять определенный интерес для специалистов в области динамики прочности машин и аппаратов, и вибрационной защиты.

Литература

1. *Нейман Л. А., Нейман В. Ю.* Динамическая модель электромагнитного привода колебательного движения для систем генерирования низкочастотных вибраций // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 2015. № 3 (28). С. 75–87.

2. *Нейман Л. А., Нейман В. Ю.* Математическая модель электромеханической системы колебательного движения с упругими связями // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. 2015. № 6. С. 35–40.

3. *Neuman L. A., Neuman V. Y., Shabanov A. S.* Simulation of processes in an electromagnetic converter with energy loss in the massive magnetic core // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM -2016). Conference Proceedings. 2016. PP. 522–525.

4. *Нейман Л. А., Нейман В. Ю.* Моделирование процессов в электромагнитном вибрационном преобразователе с потерями энергии в магнитопроводе // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2016. Т. 19. № 1. С. 73–78.

5. *Нейман В. Ю., Нейман Л. А., Петрова А. А.* Расчёт показателя экономичности силового электромагнита постоянного тока с помощью моделирования магнитного поля // Транспорт: наука, техника, управление. 2008. № 6. С. 21–24.

6. *Нейман Л. А., Нейман В. Ю., Петрова А. А.* О методике к выбору типа электромагнита по значениям конструктивного фактора // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2011. № 2. С. 310–313.

Генералов Л.К.
(Владимир, ВлГУ)

ЭЛЕКТРОПРИВОД СТАНКА С НАБЛЮДАТЕЛЕМ СОСТОЯНИЯ ПРОЦЕССА РЕЗАНИЯ

Важнейшим фактором, определяющим точность обработки деталей на станках с ЧПУ, является точность траектории движения инструмента, воспроизводимая соответствующими электроприводами.

Наличие эксцентриситета шпинделя приводит к отклонению реальной траектории движения инструмента от заданной, в следствии чего точность изготовления деталей снижается.

Предложен метод коррекции траектории движения инструмента путем компенсации эксцентриситета шпинделя с помощью наблюдателя состояния процесса резания [Лит.].

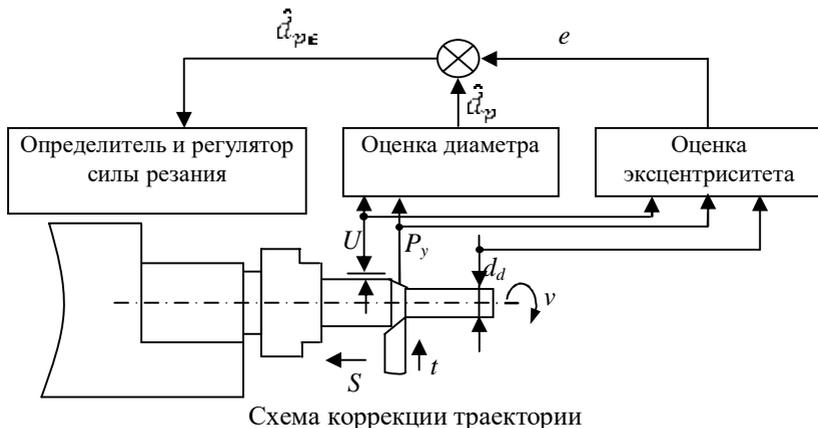
Наблюдатель представляет собой математическую модель процесса формообразования детали, позволяющий определить текущий размер в ходе обработки. Сравнивая текущий и заданный размеры детали, наблюдатель определяет значение отклонения и подаёт его в систему управления приводом для компенсации.

Учитывается, что наличие эксцентриситета шпинделя приводит к движению его оси по эллиптической кривой, предположительно с постоянными параметрами, которые определяются с помощью кодирующего устройства положения.

Система управления приводом с наблюдателем состояния, предложенная автором, обеспечивает коррекцию траектории движения инструмента. Схема коррекции траектории, обусловленная эксцентриситетом шпинделя, показана на рисунке.

Предварительно отметим, что точно определить значение эксцентриситета в процессе вращения шпинделя не удастся. Влияют случайные факторы, такие как нагрев опор шпинделя и трение скольжения в зоне резания. Поэтому в модель эксцентриситета шпинделя к правой части уравнений был добавлен небольшой шум процесса, представляющий собой синусоидальные колебания определенной частоты.

Для оценки влияния добавленного шума определялась сила резания при наличии эксцентриситета, для чего использовался цифровой фильтр Калмана. Фильтр позволил дополнить расчетное значение силы резания до измеренного и установить отклонение.



Таким образом, в модели станка, стабилизируемой со стороны шума, управление сводилось к поддержанию заданного значения регулируемой величины после завершения переходного процесса. Для конкретных условий обработки использовался стационарный фильтр, входящий в состав наблюдателя. При изменяющихся условиях обработки нужно использовать переменный во времени фильтр, представляющий собой набор элементарных последовательно включающихся фильтров.

Указанный способ управления положением инструмента электроприводом, с наблюдателем состояния процесса резания, может быть использован для устранения других неконтролируемых отклонений, например, упругих, температурных, связанных с износом инструмента или других, но при условии аналитического описания каждого из факторов.

Литература

Легаев В. П., Генералов Л. К. Система управления приводом станка с компенсацией эксцентриситета шпинделя // Вестник машиностроения. 2012. № 5. С. 16–18.

Афанасьев А.А., Генин В.С., Васильева Л.Н., Григорьев В.Г.
(Чебоксары, ЧГУ)

ЛИНЕАРИЗОВАННАЯ МОДЕЛЬ МАГНИТНОГО РЕДУКТОРА В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ

Рассматривается магнитный редуктор, использующийся в режиме мультипликатора ветроустановки, когда наружный тихоходный ротор (мультипликатор) является входным, а внутренний скоростной ротор с постоянными магнитами – выходным.

На предварительном этапе синтеза модели системы стабилизации скорости вращения выходного вала магнитного редуктора при колебаниях скорости вращения ветроколеса целесообразно использовать линеаризованную математическую модель. Математическая модель, описывающая процессы в электрическом и в двух механических каналах регулируемого магнитного редуктора, представлена в виде системы нелинейных дифференциальных уравнений [1, 2]:

$$\frac{dW_1}{dt} = \frac{M_{\text{вк}} - k_1 \frac{z}{p_1} I_m}{J_1},$$

$$\frac{d\omega_1}{dt} = \frac{\frac{k_1}{p_1} \dot{\theta} J_1 (z - p_1)^2 + J_2 z^2 \dot{\theta} I_m - J_1 (z - p_1) M_{\text{эз}} + J_2 z M_{\text{вк}}}{J_1 J_2},$$

$$\frac{dI_{m1}}{dt} = \frac{\frac{2}{p} E \cos q_1 - r I_{m1} - k (\omega_1 + D\omega)}{L_c},$$

$$\frac{dq_1}{dt} = \frac{p \omega_1}{E \cos q_1} \frac{\dot{\theta}}{\theta} \frac{2}{p} E \cos q_1 + r I_{m1} - k (\omega_1 + D\omega) \dot{\theta} +$$

$$+ L_c I_m \frac{I_m k_1}{p_1} \frac{\dot{\theta} J_1 (z - p_1)^2 + J_2 z^2 \dot{\theta} I_m - J_1 (z - p_1) M_{\text{эз}} - J_2 z M_{\text{вк}}}{J_1 J_2},$$

где L_c , r – индуктивность и активное сопротивление обмотки статора; θ_1 – угол нагрузки тихоходного ротора; E – ампли-

тудное значение основной гармоники напряжения статора; $k_1 = 6p_1 h_m L_{af} H_{cB} / p$; амплитудное значение ЭДС холостого хода

$$E_{0m} = k w_1,$$

где $k = \frac{2\sqrt{2}}{p^2} m_0 h_m H_{cB} l t_1 L_{fm} w_1 k_{w1}$.

Линеаризованная модель рассматриваемого магнитного редуктора при допущении, что $y = 0$, в виде уравнений состояния приобретает вид:

$$\begin{cases} \dot{W}_1 = A_{13} I_m + A_{14}, \\ \dot{W} = A_{23} I_m + A_{24}, \\ \dot{I}_m = A_{32} W + A_{33} I_m + A_{34}, \end{cases}$$

где $A_{13} = -k_1 \frac{z}{J_1 p_1}$; $A_{14} = \frac{M_{\text{вк}}}{J_1}$; $A_{23} = k_1 \frac{J_1(z - p_1)^2 + J_2 z^2}{J_1 J_2 p_1}$;
 $A_{24} = -\frac{J_1(z - p_1)M_{\text{э2}} + J_2 z M_{\text{вк}}}{J_1 J_2}$; $A_{32} = -\frac{k}{L_C}$; $A_{33} = -\frac{r}{L_C}$;
 $A_{34} = \frac{2E}{p L_C} + D w \frac{k}{L_C}$.

Выводы. Представленная модель позволяет выполнить анализ динамических характеристик и синтез регуляторов по каналам управления скоростью и электромагнитным моментом рассматриваемого регулируемого магнитного редуктора.

Литература

1. *Афанасьев А. А.* Электромагнитные моменты магнитного редуктора // *Электричество*. 2019. № 2. С. 54–59.
2. Регулируемый электромагнитный редуктор с трёхфазной обмоткой статора / *А. А. Афанасьев* [и др.] // *Электротехника*. 2020. № 8. С. 13–16.

СИНТЕЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО СТАБИЛИЗАТОРА НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ КВАДРАТИЧНОГО КРИТЕРИЯ КАЧЕСТВА

Широкое распространение импульсных стабилизаторов напряжения (ИСН) нередко сопровождается требованиями к обеспечению их высоких динамических характеристик. В настоящей работе рассматривается методика синтеза преобразователей с улучшенными динамическими характеристиками, основанная на определении оптимальных процессов в силовой части ИСН в соответствии с квадратичным критерием качества.

При широтно-импульсной модуляции процессы в понижающем преобразователе описываются системой дифференциальных уравнений

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}, \quad t \in [nT, nT + t_n]; \\ \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t), \quad t \in [nT + t_n, (n+1)T], \end{aligned} \quad (1)$$

где $\mathbf{X}(t)$ – вектор состояния, \mathbf{A} – матрица линейной непрерывной части, \mathbf{B} – матрица, учитывающая влияние внешних воздействий; T – период дискретизации силовой части; t_n – длительность включенного состояния силового ключа на n -м периоде работы преобразователя. Соответствующее системе (1) разностное уравнение имеет вид [Лит.]

$$\mathbf{X}(n+1) = e^{\mathbf{A}T} \mathbf{X}(n) + \mathbf{A}^{-1} \int_0^T e^{\mathbf{A}(T-t)} \mathbf{B} dt, \quad (2)$$

где $e^{\mathbf{A}t}$ – переходная матрица состояний.

В общем случае система (1) дополняется уравнением для определения длительности открытого состояния силового ключа t_n :

$$U_{\text{оп}} + \mathbf{c}^T \mathbf{X}(t_n) - u_n(t_n) = 0, \quad (3)$$

где $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение, \mathbf{c} – вектор-столбец параметров цепи обратной связи, $u_n(t_n)$ – внешнее периодическое напряжение.

В данном докладе предлагается осуществлять синтез параметров системы, обеспечивающих наилучшее приближение к

оптимальным процессам, рассчитанным на основе минимизации значения функционала качества

$$J(n) = \mathbf{DX}(n+1)^T \mathbf{PDX}(n+1).$$

Таким образом, задача синтеза управления по данному критерию может быть сформулирована в виде

$$\min_{t_n^{\circ} \in [0..T]} \left\{ \mathbf{DX}(n+1)^T \mathbf{PDX}(n+1) \right\}. \quad (4)$$

Критерий (4) имеет простой физический смысл, так, для силовой части, описываемой уравнением второго порядка

$$J(n) = p_{11} [x_1(n+1) - x_1^*]^2 + p_{22} [x_2(n+1) - x_2^*]^2, \quad (5)$$

т.е. представляет собой взвешенную сумму квадратов отклонений координат системы от установившихся значений. С практической точки зрения, как следует из выражения (5), удобно выбрать величину p_{11} , равной единице, и, варьируя коэффициент p_{22} , добиться желаемого качества процессов.

На первом этапе синтеза необходимо найти коэффициент p_{22} , при котором обеспечивается оптимальное качество процессов в системе (в смысле допустимого перегулирования, скорости установления и т.п.), а также соответствующую оптимальному процессу последовательность моментов переключения силового ключа $t^{\circ} = (t_1^{\circ}, t_2^{\circ}, \dots, t_N^{\circ})$. На втором этапе при заданном законе управления требуется подобрать параметры реальной системы таким образом, чтобы обеспечить наилучшее приближение процессов в ИСН к оптимальным, рассчитанным на первом этапе. Если при выбранном управлении в системе не обеспечивается достаточное приближение процессов к оптимальным, требуется сменить закон управления и повторить поиск.

Для реализации рассмотренного способа автором получены векторно-матричные соотношения для расчета параметров системы управления, обеспечивающих переходные процессы, близкие к оптимальным для выбранного критерия качества.

Литература

Белов Г. А. Полупроводниковые импульсные преобразователи постоянного напряжения: учеб. пособие. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1994. 96 с.

НЕЧЕТКОЕ УПРАВЛЕНИЕ В ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРАХ НАПРЯЖЕНИЯ

Задача синтеза систем управления импульсными стабилизаторами напряжения (ИСН) существенно усложняется их нелинейной структурой управления и дискретным характером процессов, присущим системам с ШИМ.

В настоящее время в системах управления широкое распространение получают алгоритмы на основе нечеткой логики. К достоинствам систем на их основе относят: возможность эффективно оперировать нечеткими входными данными: например, непрерывно изменяющимися во времени значениями электрических сигналов в условиях произвольных возмущений; возможность учитывать опыт по управлению процессами данного типа, учитывающим особенности системы для улучшения ее характеристик; возможность сравнительно простыми способами реализовывать управление сложными процессами.

В данной работе исследуется структура системы нечеткого управления применительно к понижающему импульсному стабилизатору напряжения.

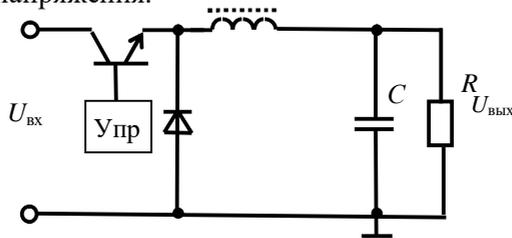


Рис. 1. Структура понижающего преобразователя

Структура нечеткой системы управления для понижающего ИСН приведена на рис. 2. Фаззификатор преобразует четкие входные сигналы в нечеткие значения посредством некоторой функции принадлежности. Дефаззификатор – преобразует нечеткие значения величин к определенным физическим параметрам для воздействия на исполнительное устройство. В случае

ИСН выходное значение дефаззификатора определяет длительность открытого состояния силового ключа на данном цикле дискретизации понижающего преобразователя.

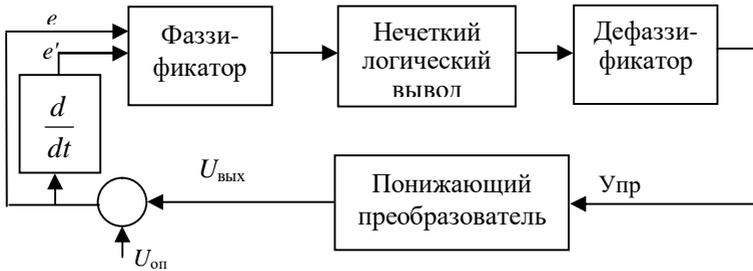


Рис. 2. Структура нечеткой системы управления

Для формирования нечеткого логического вывода используется механизм Мамдани [Лит.] в соответствии с которым для принятия решения используется набор правил вида

IF "утверждение" THEN "результат."

где для формирования утверждений используются функции принадлежности (рис. 3). Они используют следующие обозначения для нормированных сигналов ошибки: Н – нулевая, ПМ – положительная малая, ПС – положительная средняя, ОМ – отрицательная малая, ОС – отрицательная средняя.

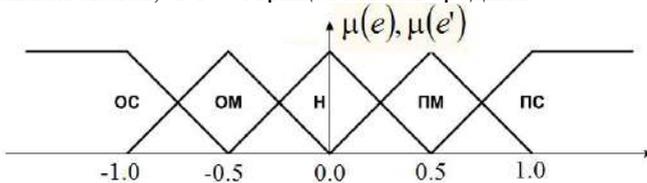


Рис. 3. Функции принадлежности для сигналов e и e'

Рассмотренная в работе система была промоделирована на ЭВМ и подтвердила свою работоспособность.

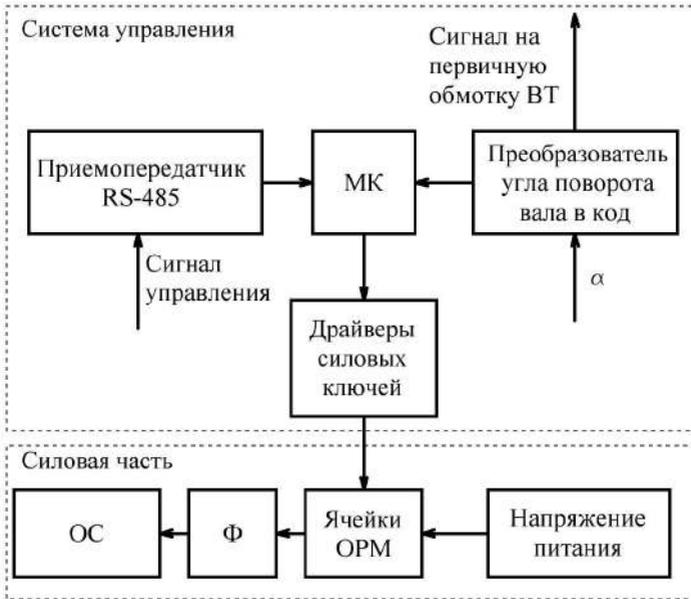
Литература

Хижняков Ю. Н. Алгоритмы нечеткого, нейронного и нейро-нечеткого управления в системах реального времени: учеб. пособие. Пермь: Изд-во ПНИПУ, 2013. 160 с.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ДВУХФАЗНОГО ДВИГАТЕЛЯ АНТЕННОГО КОМПЛЕКСА

В работе рассматривается преобразователь напряжения, используемый в составе антенного комплекса для формирования управляющего напряжения вентильного двигателя ДБМ120-1-0.8-2. Предлагаемое устройство предусматривает дистанционное управление по интерфейсу RS485, которое предполагает задание скорости и направление вращения двигателя.

Структурная схема проектируемого преобразователя напряжения [1] представлена на рисунке.



Структурная схема преобразователя

На структурной схеме использованы следующие сокращения: МК – микроконтроллер, ВТ – вращающийся трансформатор, ОРМ – однополярная реверсивная модуляция и α – угол поворота вала, ОС – обмотки статора и Ф – фильтр.

Для реализации системы управления преобразователем использован микроконтроллер *AT89C51ED2-RLTUM*. В качестве приёмопередатчика выбрана микросхема *MAX487*, которая преобразует сигнал стандарта *RS-485* в сигнал интерфейса *UART*, доступный для приёма микроконтроллером. Для работы полупроводниковых ключей преобразователя выбран полумостовой драйвер модели *L6384E*.

Положение ротора определяется с помощью вращающегося трансформатора модели *BT60-12-0.4-0.16*. Микросхема преобразователя угол-код модели *AD2S1210* подаёт синусоидальный сигнал на первичную обмотку вращающегося трансформатора, а затем обрабатывает преобразованный сигнал со вторичных обмоток трансформатора и выдаёт параллельный код, соответствующий углу поворота вала двигателя [3].

Для формирования напряжения на обмотках статора используется мостовой преобразователь напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [2]. Сигналы управления преобразователем формируются микроконтроллером и зависят от текущего угла поворота вала двигателя.

Литература

1. *Беленький Ю. М., Зеленков Г. С., Микеров А. Г.* Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. Л.: ЛДНТП, 1987. 28 с.
2. *Андрянов А. И.* Транзисторные преобразователи напряжения: Анализ и расчёт: учеб. пособие. Брянск: БГТУ, 2010. 276 с.
3. *Герман-Галкин С. Г.* Matlab & Simulink Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб.: КОРОНА-Век, 2008. 368 с.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Малафеева А.А.
(Владимир, Владимирский государственный
университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых)

ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ В ЧЕЛОВЕКО-МАШИННЫХ СИСТЕМАХ

На всех этапах развития технических систем возникали и изменялись определенные формы взаимодействия человека и техники [1]. Традиционно машины использовались для расширения возможностей человека при решении различных задач. В современном информационном обществе быстро изменяются уклад жизни людей и система ценностей. При этом доминируют получение и потребление интеллекта и знаний. Новые технологии выводят науку и технику на новый уровень взаимодействия с естественными системами.

Развитие систем искусственного интеллекта, интернета вещей, технологии цифровых двойников и др. формируют новый характер взаимодействия человека и машины – сотрудничество [1, 2]. Основной задачей является эффективная интеграция задач человека и машины таким образом, чтобы их совместная работа обеспечивала оптимальное решение различных задач [1–3]. В идеале симбиотическая человеко-машинная система будет иметь новые по отношению к ее компонентам свойства, обладать интеллектом, превосходящим интеллект человека, и обрабатывать данные так, как не способна никакая машина [3].

Эффективная работа человеко-машинных систем обеспечивается при выполнении трех условий: надежные совершенные машины, высококвалифицированный персонал и гармоничное взаимодействие человека и машины [4]. Человеко-машинная система характеризуется структурой, системообразующими принципами организации, интерфейсом, критериями эффективности, набором правил и ограничений [2]. основополагающим принципом построения структуры человеко-машинной системы

является достижение оптимального использования ресурсов машины. Структура системы определяет состав участников, связи, обязанности, границы и интерфейсы для повышения эффективности работы команды. Интерфейс обычно включает в себя программное и аппаратное обеспечение для эффективного информационного обмена между машинами и людьми и совместимости двух систем знаний: машинной и человеческой. В условиях единого информационного пространства для машин, операторов, разработчиков и пользователей техники операторы и проектировщики могут «общаться» с автоматическими системами принципиально на любом расстоянии в различных форматах. При этом важным является обеспечение понимания в человеко-машинных системах, в частности, при принятии решений.

Поведение человеко-машинной системы подчинено системе четких правил, регулирующих работу, и взаимодействие компонентов в разных ситуациях. Критерии эффективности задаются при проектировании людьми и используются при эксплуатации для оценивания и сравнения показателей достижения целей. Для поддержания соответствия целей, решений рабочая нагрузка автоматически контролируется и балансируется между людьми и роботами для достижения эффективного человеко-машинного взаимодействия. Цифровой двойник при этом способен обеспечить понятное для всех участников представление процесса оптимизации.

Литература

1. Малафеев С. И., Малафеева А. А. Человек и автоматика: конкуренция или взаимодействие? // Автоматизация в промышленности. 2014. № 12. С. 8–10.
2. Common metrics to benchmark human-machine teams (hmt): a review / P. Damacharla [et al.] // IEEE Access. 2018. Vol. 6. PP. 38637–38655. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2853560.
3. Coactive design: Designing support for interdependence in joint activity / M. Johnson [et al.] // Journal of Human-Robot Interaction. 2014. Vol. 3. No. 1. PP. 43–69.
4. Малафеев С. И., Малафеева А. А. Эргатическая мехатронная система карьерного экскаватора: новые технические решения и человеческий фактор // Автоматизация в промышленности. 2020. № 1. С. 10–14.

Ляшева М.М., Ляшева С.А., Шлеймович М.П.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ГЕОМЕТРИЧЕСКОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДОКУМЕНТОВ

В настоящее время трудно найти область человеческой деятельности, в которой не применяются технологии обработки и анализа изображений.

К практическим приложениям указанных технологий относится анализ изображений документов, в результате которого пользователь получает в удобном для последующей работы виде информацию, содержащуюся в них. При обработке изображений документов важным этапом является компенсация искажений, полученных при их формировании. Искажения могут быть цветовыми или геометрическими. Для их уменьшения существует множество эффективных методов. В данной работе будет рассмотрен подход к компенсации геометрических искажений с улучшением яркости документа с помощью адаптивного порогового преобразования.

Процедура геометрического преобразования искаженного изображения некоторого документа содержит следующие шаги:

1. Ввод изображения документа на некотором отличающемся по яркости фоне.
2. Приведение изображения к заданным размерам.
3. Приведение изображения к полутоновому виду.
4. Сглаживание полутонового изображения с помощью фильтра нижних частот.
5. Детектирование границ на полутоновом изображении.
6. Поиск контуров на изображении.
7. Упорядочивание контуров по убыванию площадей внутри областей, которые они ограничивают.
8. Нахождение наибольшего контура, аппроксимация которого с заданной точностью представляет собой четырехугольную рамку, ограничивающую изображение документа на фоне.
9. Изменение координат точек контура в соответствии с размерами исходного изображения.
10. Определение точек контура, соответствующих верхнему

левому, нижнему правому, нижнему левому и верхнему правому углам искаженной четырехугольной рамки, ограничивающей изображение документа на фоне.

11. Определение ширины и высоты четырехугольной рамки, ограничивающей неискаженный документ.

12. Формирование матрицы перспективного преобразования изображения.

13. Перспективное преобразование с использованием полученной матрицы.

14. Адаптивное пороговое преобразование изображения.

Данная процедура программно реализована на языке C++ в среде программирования Microsoft Visual Studio 2017 с использованием библиотеки OpenCV 3.4.9 [1, 2]. Разработанная программа предназначена для исполнения на компьютерах под управлением 64-разрядной операционной системы Microsoft Windows 10. Разработка была выполнена на персональном компьютере с четырехядерным процессором Intel(R) Core(TM) i5-8300H CPU@2.30 GHz и оперативной памятью объемом 8 Гб. Примеры работы программы приведены на рисунке.



Примеры работы программы

Литература

1. Кэлер А., Брэдки Г. Изучаем OpenCV. М: ДМК Пресс, 2017. 826 с.

2. Обработка изображений с помощью OpenCV / Г. Б. Гарсия [и др.]. М.: ДМК Пресс, 2016. 210 с.

Кощев М.И.¹, Петров И.Ю.¹, Славутский А.Л.²,
Славутский Л.А.¹, Андреев О.Н.²
(Чебоксары, ¹ЧГУ; ²ООО «Юнител Инжиниринг»)

ЭЛЕМЕНТАРНЫЙ ПЕРСЕПТРОН КАК ИНСТРУМЕНТ ФИЛЬТРАЦИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА

Простейшие искусственные нейронные сети (ИНС) прямого распространения позволяют решать широкий круг задач обработки случайных данных [1, 2] и сигналов [3, 4]. После обучения ИНС и проверки, при ее тестировании по критериям минимальных ошибок и процента распознавания связей [5, 6], нейронная сеть в режиме «если то» (if then) позволяет быстро производить вычисления для обработки сигналов в реальном времени. В настоящей работе показана возможность использования простейших ИНС (рис. 1) для фильтрации нелинейных искажений сигнала.

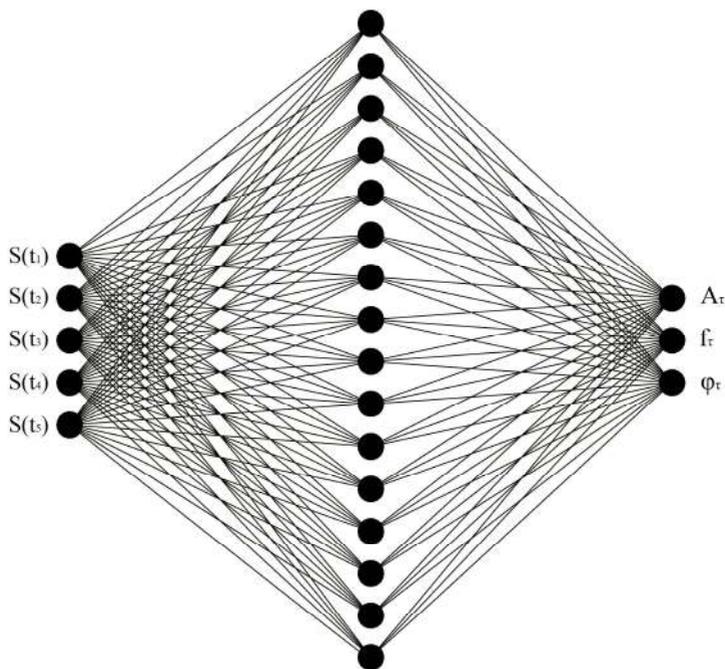


Рис. 1. ИНС для анализа параметров сигнала

На вход сети подаются временные отсчёты сигнала в соответствии с частотой его оцифровки. На выходе – значения амплитуды, фазы и частоты сигнала. Число входных нейронов соответствует интервалу времени, за который необходимо восстановить параметры сигнала. Приведен пример обработки сигнала промышленной частоты 50 Гц при наличии в нём второй гармоники при нелинейных искажениях [7, 8]. Амплитуда второй гармоники составляет до половины амплитуды сигнала основной частоты. Входные сигналы для обучения ИНС моделировались по следующей формуле:

$$S(t) = A_r \sin(2\pi f_r t + \Phi_r) + B_r \sin(4\pi f_r t + 2\Phi_r),$$

где A_r , B_r , f_r , Φ_r – случайные величины, которые равномерно распределены в диапазонах: A_r – от 0,6 до 1; B_r – от 0,01 до 0,5; f_r – от 45 до 55 Гц; Φ_r – от 0 до 2π .

Пример оценки качества обучения персептрона рис. 1 показан на рис. 2. Здесь оцифровка сигнала промышленной частоты 50 Гц проводилась при частоте дискретизации 32 точки на период. Результаты обучения ИНС по 5-ти отсчетам сигнала, то есть менее 1/6 его периода, позволяют получить точность восстановления амплитуды и фазы сигнала основной частоты не ниже единиц процентов. Относительная погрешность указана на рис. 3 в зависимости от диапазона варьирования параметров.

Обучающее множество		Тестовое множество	
<input checked="" type="checkbox"/>	Макс. ошибка	<input checked="" type="checkbox"/>	Макс. ошибка
	1,11E-01		6,49E-02
<input checked="" type="checkbox"/>	Средн. ошибка	<input checked="" type="checkbox"/>	Средн. ошибка
	6,07E-03		7,55E-03
Распознано (%)		Распознано (%)	
99,37		98,80	

Рис. 2. Пример критериев качества обучения ИНС на платформе Deductor

Поскольку обучение ИНС происходит со случайной фазой, в режиме «если то» использование нейросети для восстановления параметров сигнала основной частоты может производиться в скользящем окне. Соответствующие результаты показаны на рис. 4.

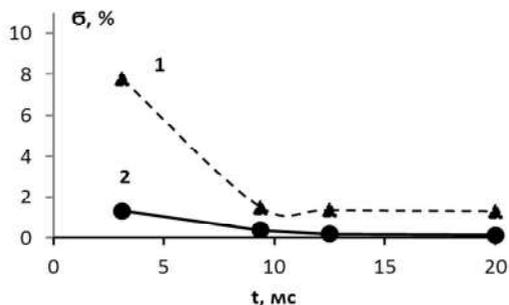


Рис. 3. Зависимость средней ошибки обучения ИНС для частоты (1) и амплитуды (2) в зависимости от длительности интервала оцифровки сигнала

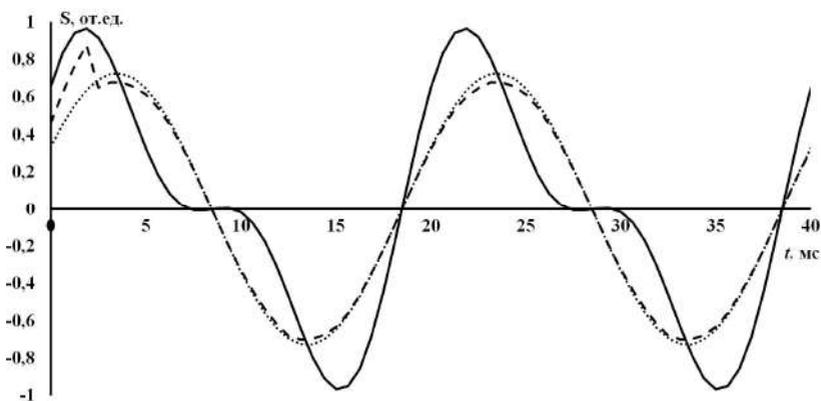


Рис. 4. Пример выделения сигнала 50 Гц: сплошной – искаженный сигнал на входе ИНС, точки – основная гармоника в составе входного сигнала, пунктир – восстановленный сигнал в «скользящем окне» 3,125 мс

Для проверки алгоритма в работе использованна аналитическая платформа Deductor. Соответствующая ИНС перенесена в микропроцессор после ее построения и обучения на основе стандартных подпрограмм на языке Python библиотеки scikit-learn. ИНС с полученными весовыми коэффициентами нейронов запрограммирована в микропроцессоре с учётом ограничений, которые накладывает платформа. Оценки скорости вычислений параметров сигнала 50 Гц показывают, что время, необходимое для получения амплитуды, фазы и частоты сигнала не превышает единиц миллисекунд для процессора с тактовой частотой

16 МГц. Для процессора с тактовой частотой более 200 МГц время вычислений может быть снижено до величин менее 1 мс.

Литература

1. *Славутская Е. В., Аbruков В. С., Славутский Л. А.* Простые нейросетевые алгоритмы для оценки латентных связей психологических характеристик младших подростков // Экспериментальная психология. 2019. Т. 12. № 2. С. 131–144.

2. *Bhattacharya B., Sinha A.* Intelligent Fault Analysis in Electrical Power Grids // IEEE 29th International Conference on Tools with Artificial Intelligence (ICTAI). Boston: IEEE. 2017. PP. 985–990.

3. *Сучков В. О., Ядарова О. Н., Славутский Л. А.* Дистанционный ультразвуковой контроль воздушного потока на основе искусственной нейронной сети // Вестник Чувашского университета. 2015. № 1. С. 207–212.

4. *Кощев М. И., Славутский А. Л., Славутский Л. А.* Простые нейросетевые алгоритмы для волнового метода определения места повреждения электросети // Вестник Чувашского университета. 2019. № 3. С. 110–118.

5. *Славутская Е. В., Славутский Л. А.* О выборе структуры искусственных нейросетей и алгоритмов анализа психодиагностических данных // Казанский педагогический журнал. 2020. № 5 (142). С. 202–211.

6. *Кощев М. И., Славутский А. Л., Славутский Л. А.* Элементарный перцептрон как инструмент анализа переходных процессов // Вестник Чувашского университета. 2020. № 3. С. 84–93.

7. Information bases of algorithms for protecting a generator operating on busbars from single-phase-to-ground Faults. Investigation of the Information Bases of Algorithms Controlling Higher Current Harmonics / *A. V. Soldatov [et al.]* // Power Technology and Engineering. 2019. Vol. 53(4). PP. 496–502. Режим доступа: <https://doi.org/10.1007/s10749-019-01105-w> (дата обращения: 05.02.2021).

8. *Славутский А. Л.* Применение алгоритма Доммеля для моделирования цепи с полупроводниковыми элементами и ключами с ШИМ управлением // Вестник Чувашского университета. 2014. № 2. С. 57–65.

ЭФФЕКТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ МАСШТАБИРОВАНИЯ В СИСТЕМЕ ОСТАТОЧНЫХ КЛАССОВ

Применение системы остаточных классов (СОК) является привлекательным вариантом для проектирования высокоскоростного цифрового оборудования в системах реального времени, требующих параллельной обработки целочисленных данных. К ним относятся: управление технологическими процессами в реальном времени, обработка сигналов, обработка изображений и компьютерная графика. Основное преимущество СОК заключается в возможности выполнения операций сложения и умножения независимо по каждому модулю. Однако СОК имеет некоторые недостатки: сложность сравнения величин, обнаружения переполнения и выполнения деления, что является основным препятствием для разработки систем общего назначения на основе СОК.

Хотя большинство традиционных алгоритмов ЦОС требуют только операций сложения и умножения, масштабирование данных на различных этапах вычислений часто необходимо для того, чтобы результат не превышал динамический диапазон СОК и представлял реальное значение. При рассмотрении таких операций, как вычисление БПФ, нерекурсивная фильтрация и др., масштабирование данных может выполняться между этапами обработки с целью уменьшения диапазона обрабатываемых данных и гарантии того, что динамический диапазон не будет превышен.

С другой стороны, масштабирования можно избежать, увеличив количество модулей СОК, чтобы расширить динамический диапазон. Но это может привести к возрастанию требований к вычислительным ресурсам.

Вопросы оптимизации синтеза устройств вычислительной техники для цифровой фильтрации в СОК широко рассмотрены в [1–3, 6]. Пусть система СОК задана системой модулей $\{p_1, p_2, \dots, p_n\}$, тогда результат $Y\{y_1, y_2, \dots, y_n\}$ операции деления X на коэффициент K в СОК определяется следующим образом [7]:

$$y_i = |Y|_{p_i} = \left\| X - |X|_{p_i} \times |K^{-1}|_{p_i} \right\|_{p_i}, \quad (1)$$

где X/k – остаток от деления, $|K^{-1}|_{p_i}$ – мультипликативная обратная величина, для которой выполняется соотношение $|K \times |K^{-1}|_{p_i}|_{p_i} = 1$.

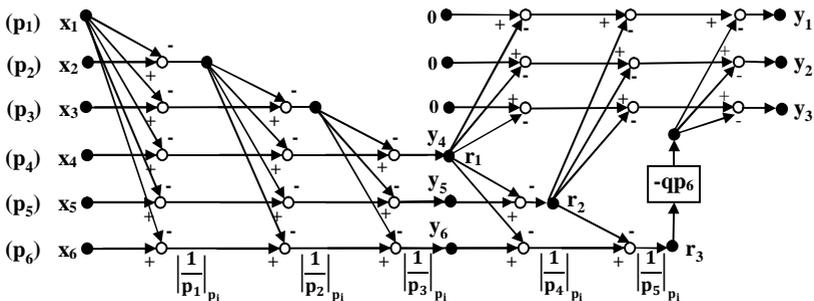
Прямое вычисление по формуле (1) для произвольного K затруднено, поэтому для эффективного выполнения данной операции необходимо применение одного из следующих способов, приведенных в [4, 5]:

- 1) подбор коэффициента масштабирования K , равного одному из модулей p_i , или произведению нескольких модулей;
- 2) подбор коэффициента масштабирования K , взаимно простого с модулями p_i ;
- 3) выбор специального набора модулей вида $\{2^n - 1, 2^n, 2^n + 1\}$.

Третий вариант является наиболее эффективным, однако применение специального набора модулей существенно ограничивает динамический диапазон системы.

Дополнительная трудность при реализации возникает при использовании отрицательных чисел. В этом случае необходима оценка нахождения результата в требуемом интервале и, при необходимости, коррекция результата.

При выполнении работы было проведено моделирование алгоритма масштабирования по первому сценарию с числами со знаком. Был использован наиболее универсальный алгоритм, предложенный Г.А. Джуллиеном (см. рисунок) [7], а для сокращения количества этапов вычисления был применен метод интервальных оценок.



Базовый алгоритм масштабирования в СОК для $n = 6$

Для анализа достоверности результата была разработана программа проверки результата масштабирования чисел во всем диапазоне СОК при генерации всех необходимых таблиц для последующей реализации на ПЛИС.

Увеличение эффективности существующего алгоритма масштабирования является актуальной задачей. Реализованное решение может быть частично объединено с идеями, предложенными в [1–6], и требует дальнейших исследований.

Литература

1. Галанина Н. А., Иванова Н. Н. К вопросу об оптимизации синтеза устройств вычислительной техники для цифровой фильтрации в системе счисления в остаточных классах // Вестник Чувашского университета. 2018. № 1. С. 98–107.

2. Галанина Н. А., Песошин В. А., Иванова Н. Н. Разработка устройств цифровой фильтрации и спектрального анализа с индексированием данных в системе остаточных классов // Вестник Чувашского университета. 2014. № 2. С. 93–97.

3. Галанина Н. А., Иванова Н. Н., Иванов А. А. Реализация блоков шифрации и дешифрации сигналов в непозиционных устройствах ЦОС // Вестник Чувашского университета. 2007. № 2. С. 166–173.

4. Исупов К. С., Князьков В. С., Куваев А. С. Эффективное масштабирование в системе остаточных классов с использованием интервальных оценок // Вычислительные технологии. 2018. Т. 23. № 3. С. 39–57.

5. Коржавина А. С., Князьков В. С. Реализация высокоточных вычислений в базисе модулярно-интервальной арифметики // Программные системы: теория и приложения. 2019. Т. 10. № 3 (42). С. 81–127.

6. Методы синтеза цифровых фильтров в системе остаточных классов / Е. К. Лебедев [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2000. № 3–4. С. 145–156.

7. Jullien G. A. Residue number scaling and other operations using ROM arrays // IEEE Trans.Comput. 1978. Vol. 27, No. 4. PP. 325–336.

ВЫБОР СПОСОБА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Почти в каждом робототехническом проекте используется более одного микроконтроллера, а иногда даже иногда несколько микрокомпьютеров [2]. Соответственно возникает необходимость передавать данные между устройствами [1]. На данный момент существует много различных способов передачи данных, таких, как: SPI, I2C, UART, RS-232, RS-485, CAN. Все эти способы отличаются друг от друга параметрами передачи, скоростью, надежностью.

Цель данной работы состоит в том, чтобы провести анализ всех способов передачи данных и найти оптимальный вариант для использования в крупных робототехнических проектах.

Начиная анализ, хотелось бы отметить, что SPI и I2C очень похожи друг на друга и имеют лишь несколько отличий. SPI – это полнодуплексный интерфейс, не требующий наличия адреса у ведомых устройств, но, в отличие от I2C, требующий большего количества проводников. Дальность у таких интерфейсов не очень большая из-за плохой помехоустойчивости.

UART представляет собой полнодуплексный асинхронный интерфейс, который в отличие от SPI и I2C, не требует тактирование передачи данных. Синхронизацию обеспечивает «договоренность» приемника и передатчика о скорости обмена данными. UART изначально предназначен для обмена данными только между двумя устройствами. Впоследствии были созданы такие физические уровни, которые позволили соединять на одну линию несколько приемопередатчиков. Одним из таких уровней является RS-485[4]. В отличие от RS-232, RS-485 обладает большой дальностью (до 15 км) благодаря дифференциальному сигналу, но RS-232 – полнодуплексный интерфейс. В робототехнике редко используют полнодуплексный интерфейс, поэтому RS-485 выглядит очень привлекательно на фоне физических аналогов.

Так как RS-485 это лишь физический уровень UART, то для приема и передачи данных необходимо создавать протокол об-

мена данных. Если происходит обмен данными только между двумя устройствами, протокол обмена данными может быть любой. UART не позволяет отслеживать множество событий, которые необходимы для надежной сети, например коллизия данных, ошибки передачи, коррекция скорости передачи, индивидуальные идентификаторы. Частично эти проблемы решает протокол MODBUS [3].

Логическим развитием RS-485 стал CAN[5]. Шина CAN отличается высокой надежностью, устойчивостью к воздействию значительных разрядов статического электричества и хорошим уровнем защиты от сбоев. Шина CAN обладает еще и готовым протоколом передачи данных, который обладает такими возможностями, как арбитраж и проверка сообщений об ошибках. Эти преимущества делают CAN лидером среди всех интерфейсов, а внедрение CAN в робототехническую систему делает ее более простой и надежной.

Литература

1. Мишин С. А., Галанина Н. А. Иерархическая система управления роботом // Динамика нелинейных дискретных электрических и электронных систем. Чебоксары: Изд-во Чуваш ун-та, 2019. С. 399–400.

2. Мишин С. А., Галанина Н. А. Система управления гетерогенной группой роботов // Информатика и вычислительная техника. Чебоксары: Изд-во Чуваш ун-та, 2019. С. 145–150.

3. Евдокимов Д. А., Ярыш Р. Ф. MODBUS – протокол передачи данных // Современная наука: актуальные вопросы, достижения и инновации. Казань: Изд-во КГЭУ, 2021. С. 66–68.

4. Вялков А. В. Система интеллектуальных устройств на основе сетей стандарта RS-485 // Датчики и системы. М.: Центральный аэрогидродинамический институт им. проф. Н. Е. Жуковского (ФГУП ЦАГИ), 2008. С. 10–13.

5. Совин К. Г., Андреева Д. В. Принцип работы CAN-шины сельскохозяйственной техники // Сельскохозяйственная техника: обслуживание и ремонт. М.: Федеральный научный агроинженерный центр ВИМ, 2019. С. 69–71.

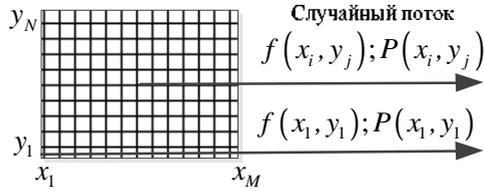
ТЕОРЕТИКО-ИНФОРМАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Прохождение изображений через флуктуирующую среду сопровождается искажениями, знание информации о мгновенных параметрах которых позволяет проводить операции по их восстановлению. Физический подход к решению данной задачи дается теорией распространения волн в случайно-неоднородных средах.

Пусть изображение объекта является энергетическим сигналом $f(x) \geq 0$, представленным в цифровом виде, как последовательность отсчётов $\mathbf{f} = \{f_1, f_2, \dots, f_M\}$. Каждый отсчёт изображения может быть задан с точностью до конечного числа уровней I_0 , определённых разрядностью преобразования.

Если определённой точке объекта соответствует интенсивность излучения f_k , она может рассматриваться как некоторый луч, состоящий из суммы лучей элементарной интенсивности $f_k = kI_0$. В случае идеальной системы формирования, лучи идут прямолинейно, если среда искажающая, то происходит перераспределение энергии в пространстве и лучи искривляются [1].

Подобное преобразование описывается вероятностью перехода из точки n объекта в точку m изображения и обозначается $P(y_m | x_n)$. Таким образом, используется представление изображения как некоторой плотности вероятностей. Для задания вероятностей используется теория случайных потоков. Зададим вероятностную меру как вероятность того, что из точки x_1 излучается f_1 «лучей», из точки x_2 – f_2 «лучей» и т.д. Каждое изображение можно считать формируемым с той или иной вероятностью из ансамбля изображений с заданной вероятностной мерой. Если полная яркость объекта равна I , то соответствующие вероятности равны $P(x_1) = f_1/I, P(x_2) = f_2/I, \dots, P(x_M) = f_M/I$. При таком представлении изображение рассматривается как параллельно формируемый случайный поток $N(x_1, x_2, \dots, x_M)$ (см. рисунок), причём для каждого изображения существует своя связанная с ним вероятностная мера [1].



Модель источника сообщения

Введём обозначение входного и выходного ансамбля соответственно X и Y , тогда средняя информация, содержащаяся в выходном изображении относительно входного, определяется функционалом взаимной информации по Шеннону:

$$I(X, Y) = \mathop{\mathring{a}}_{n=1}^N \mathop{\mathring{a}}_{m=1}^M P(x_n) P(y_m | x_n) \log_2 \frac{P(y_m | x_n)}{\mathop{\mathring{a}}_{n=1}^N P(x_n) P(y_m | x_n)}.$$

Задача заключается в оценке плотности распределения, причём для устранения неоднозначности необходимо найти из всех возможных такое решение, при котором в выходном изображении содержится максимум информации [1].

Решение, получаемое по критерию максимума информации, записывается следующим образом [1]:

$$P\{x_i\} = \max_{x_i} I(X, Y), \text{ с учётом ограничений}$$

$$P(y_m) = \mathop{\mathring{a}}_{n=1}^N P(x_n) P(y_m | x_n); P(x_n) \geq 0; \mathop{\mathring{a}}_{n=1}^N P(x_n) = 1.$$

Следует отметить нелинейный характер задачи, решение является неотрицательным, что избавляет от некоторых недостатков линейных методов.

Литература

1. *Василенко Г. И., Тараторин А. М.* Восстановление изображений. М: Радио и связь, 1986. 304 с.
2. *Григорьев А. В.* Модель упорядоченного по яркости изображения группового точечного объекта // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Матер. XII Всерос. науч.-практ. конф. (ДНДС-2017). Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2017. С. 84–85.

ЦИФРОВОЙ ФАЗОЧАСТОТНЫЙ МОДУЛЯТОР

Радиочастотные импульсы, возникающие при биении двух близких частот, можно использовать в качестве носителя информации по аналогии с прямоугольными импульсами в амплитудно-импульсном способе модуляции.

Радиочастотные импульсы формируются в результате суммирования двух гармонических сигналов с близкими угловыми частотами ω_1, ω_2 ,

$$\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t = 2 \cos \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} t \cos \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} t$$

при этом низкочастотная огибающая с частотой $(\omega_2 - \omega_1)/2$ заполняется биениями с высокой частотой $(\omega_2 + \omega_1)/2$ с чередующимися противоположными фазами $0^\circ, 180^\circ$ (рис. 1).

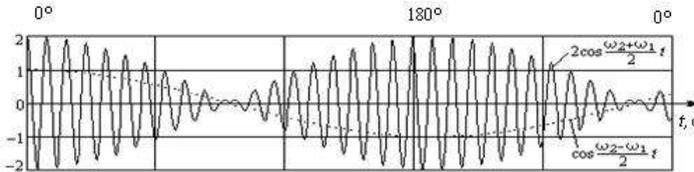


Рис. 1. Биения двух гармонических сигналов с близкими частотами

Для кодирования информации можно использовать как манипуляцию фазы, так и манипуляцию частоты биений при помощи генератора с несущей с частотой f_0 и двух генераторов с близкими частотами f_n (нижняя) и f_v (верхняя) относительно несущей частоты f_0 (рис. 2).

Блок синхронизации переключает высокочастотные биения триггером с выходами Q, \bar{Q} в зависимости от цифрового кода передаваемой информации.

Блок-схема первого плеча фазочастотного манипулятора ФЧМ1 на биениях трёх близких частот включает в себя (рис. 3): три генератора с близкими частотами f_n, f_0, f_v ; два фазовраща-

ля ФВ1, ФВ2 на 180° ; четыре сумматора Σ_1 – Σ_4 ; четыре ключа K_1 – K_4 ; блок синхронизации БС с триггерными выходами Q , \bar{Q} .

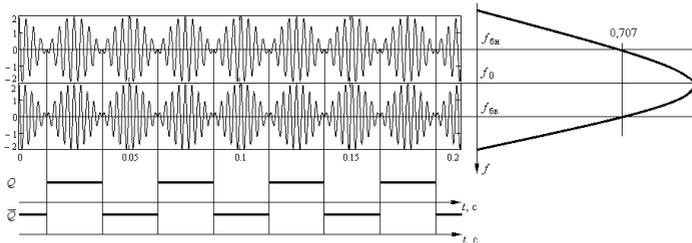


Рис. 2. Диаграммы работы модулятора с частотами $f_{б.н}$, $f_{б.в}$, переключаемых блоком синхронизации с выходами Q , \bar{Q} и входящих в полосу пропускания резонансного контура на уровне 0,707

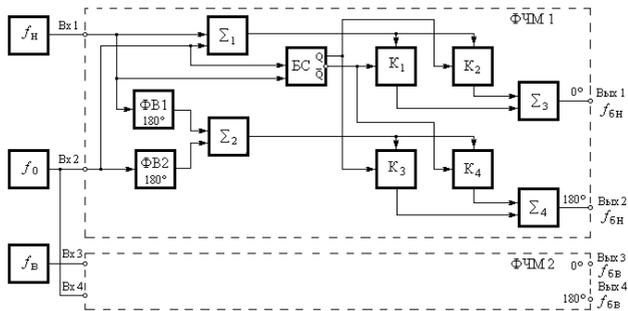


Рис. 3. Блок-схема фазочастотного манипулятора

Нижняя частота биений $f_{б.н} = (f_0 + f_н)/2$ выделяется на выходе сумматоров Σ_1 , Σ_2 с противоположными фазами.

Ключи K_1 , K_2 , работающие в противофазе, формируют на выходе сумматора Σ_3 непрерывную последовательность импульсов с нижней частотой биений $f_{б.н}$ с фазой 0° , а ключи K_3 , K_4 , работающие в противофазе, формируют на выходе сумматора Σ_4 непрерывную последовательность импульсов с этой же частотой биений $f_{б.н}$ с фазой 180° .

Аналогично работает второе плечо фазочастотного манипулятора (ФЧМ2) на верхней частоте биений $f_{б.в} = (f_0 + f_в)/2$.

В результате на выходах Вых1–Вых4 фазочастотного манипулятора одновременно выделяются две частоты биений $f_{б.н}$, $f_{б.в}$

с противоположными фазами, которые можно использовать для построения фазочастотного кодера.

Блок-схема 8-разрядного фазочастотного модулятора на основе фазочастотных манипуляторов ФЧМ1, ФЧМ2 включает в себя (рис. 4): аналого-цифровой преобразователь (АЦП); распределительное устройство (РУ); четыре ключа K_5 – K_8 ; три сумматора Σ_5 – Σ_7 .

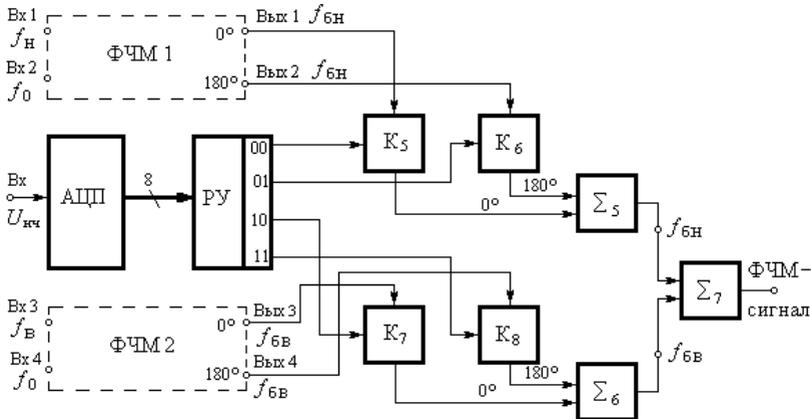


Рис. 4. Блок-схема 8-разрядного фазочастотного кодера

Распределительное устройство РУ комбинирует выходной код АЦП по два бита, формирует управляющие импульсы и последовательно распределяет их по соответствующим ключам K_5 , K_6 , K_7 , K_8 , на которые подаются радиопульсы с частотами биений $f_{б.н}$, $f_{б.в}$ с противоположными фазами.

На выходах сумматоров Σ_5 , Σ_6 радиопульсы сопрягаются в моменты перехода напряжения через нуль и последовательно поступают на вход сумматора Σ_7 , на выходе которого выделяется ФЧМ-сигнал, представляющий собой последовательность радиопульсов с четырьмя изменяющимися параметрами: $f_{б.н}$ с фазой 0° ; $f_{б.н}$ с фазой 180° ; $f_{б.в}$ с фазой 0° ; $f_{б.в}$ с фазой 180° , соответствующих четырем комбинациям цифрового кода «00, 01, 10, 11».

Таким образом, в предлагаемом фазочастотном модуляторе частота и фаза радиопульсов изменяются скачком в моменты перехода напряжения биений через нуль, в отличие от GMSK-модулятора, использующего набег фазы.

Семенов В.И., Шурбин А.К., Алексеев В.Г.
(Чебоксары, ЧГУ)

СРАВНЕНИЕ КОВАРИАЦИОННЫХ МАТРИЦ УРОВНЕЙ РАЗЛОЖЕНИЯ ДЛЯ ВЕЙВЛЕТОВ НА ОСНОВЕ ПРОИЗВОДНЫХ ФУНКЦИИ ГАУССА И ВЕЙВЛЕТОВ, СКОНСТРУИРОВАННЫХ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ

В настоящее время кратномасштабный анализ (КМА) сигналов производится с применением дискретных ортогональных вейвлетов. Все эти вейвлеты конструируются во временной области. Для получения таких вейвлетов решается система уравнений для того, чтобы у вейвлетов были нулевые моменты n -го порядка. Так как вейвлеты конструируются во временной области, частотные характеристики их далеки от характеристик идеальных фильтров. Например, эти вейвлеты несимметричны и негладкие функции, поэтому их фазочастотные характеристики нелинейны. Как известно, нелинейность фазовой характеристики приводит к искажению сигнала. Для устранения искажений используются биортогональные вейвлеты. То есть, декомпозиция выполняется с одним вейвлетом, а реконструкция с другим вейвлетом.

Авторами разработан алгоритм КМА с использованием вейвлетов на основе производных функции Гаусса и вейвлетов, сконструированных в частотной области. Основное достоинство этих вейвлетов в том, что они являются гладкими и симметричными функциями. Такие функции необходимы для вейвлет-преобразования. Ортогональные вейвлеты, сконструированные в частотной области, позволяют уменьшить время декомпозиции и реконструкции одномерных и двумерных сигналов, так как не нужно вычислять Фурье спектры вейвлетов, поскольку они формируются в частотной области. Они позволяют также с более большой точностью реконструировать одномерные и двумерные сигналы. В отличие от алгоритма Малла, который применяется для дискретного ВП, данный алгоритм позволяет получать гораздо больше уровней разложения, то есть с кратностью меньше двух, тем самым позволяет более подробно исследовать, фильтровать сигнал, то есть добротность вейвлетов возрастает [1–5].

Из теории обобщенного преобразования Фурье известно, что вейвлеты ортогональны, если скалярное преобразование этих

вейвлетов равно нулю. Чем меньше наложение спектров вейвлетов, тем меньше скалярное произведение. Проверить ортогональность вейвлетов также возможно, используя ковариационную матрицу разных уровней разложения сигнала. На рис. 1 представлена ковариационная матрица уровней разложения с помощью вейвлетов на основе производных функции Гаусса.

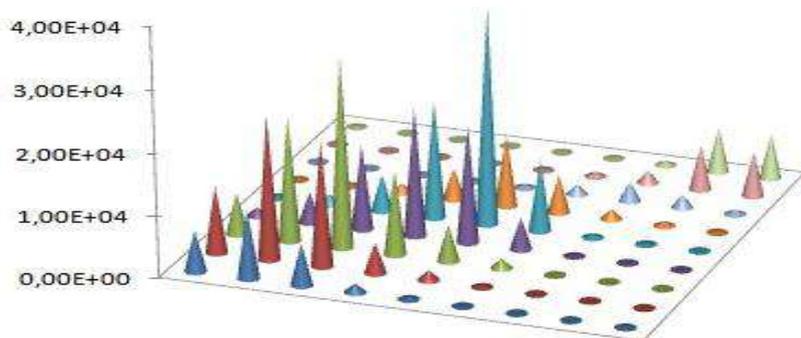


Рис. 1. Ковариационная матрица уровней разложения с помощью вейвлетов на основе производных функции Гаусса

Исследования показывают, что увеличение порядка производных функции Гаусса, то есть уменьшение наложения спектров приводит к более диагональному виду ковариационной матрицы. Истинно диагональный вид имеет ковариационная матрица для вейвлетов, сконструированных в частотной области. Если ковариационная матрица имеет диагональный вид, то вейвлеты разных уровней декомпозиции ортогональны. Это подобно ортогональному преобразованию Карунена–Лоэва, приводящее ковариационную матрицу к диагональному виду. Как меньшее наложение спектров вейвлетов приводит к меньшему значению скалярного произведения, так и меньшее наложение спектров вейвлетов приводит к более диагональному виду ковариационной матрицы. Для этих вейвлетов амплитудно-частотная характеристика имеет прямоугольную форму, то есть нет наложения спектров соседних уровней разложения.

На рис. 2 представлена ковариационная матрица уровней разложения с помощью вейвлетов, сконструированных в частотной области. Использование этих вейвлетов, как и использование преобразования Карунена–Лоэва, уменьшает корреляцию соседних

компонентов вектора. Истинно диагональные матрицы получаются для полностью некоррелированных компонентов вектора. Диагональная матрица показывает, что энергия сигнала после преобразования сосредоточена в немногих значимых вейвлет-коэффициентах преобразования, что является предпосылкой для сжатия сигнала. Основным недостатком преобразования Карунена–Лоэва в том, что он не универсален, поскольку для разных типов сигналов получаются разные ковариационные матрицы и соответственно разные собственные функции. Также для больших матриц нет быстрых алгоритмов вычисления.

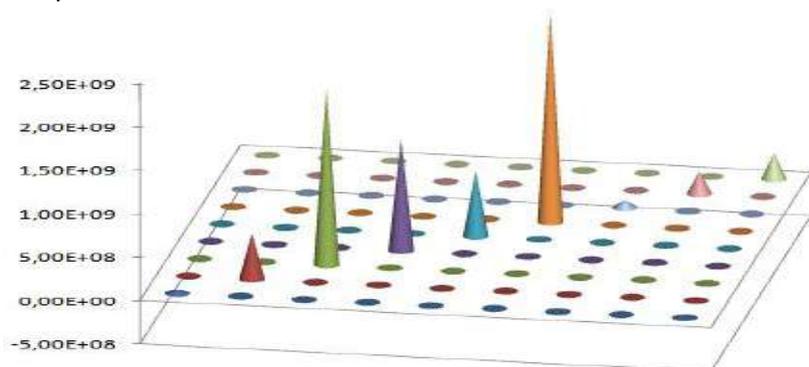


Рис. 2. Ковариационная матрица уровней разложения с помощью вейвлетов сконструированных в частотной области

Литература

1. Фильтрация изображений, полученных с помощью оптического микроскопа, с применением кратномасштабного анализа / В. И. Семенов [и др.] // Химическая физика и мезоскопия. 2014. Т. 16. № 3. С. 399–404.
2. Конструирование ортогональных вейвлетов в частотной области для кратномасштабного анализа сигналов / В. И. Семенов [и др.] // Химическая физика и мезоскопия. 2018. Т. 20. № 2. С. 230–238.
3. Семенов В. И., Чучкалов С. И., Христофоров О. В. Конструирование вейвлетов в частотной области. *Journal of Advanced Research in Technical Science*. North Charleston, USA: SRC MS, CreateSpace. 2017. Issue 7–2. PP. 26–29.

4. Определение среднеквадратичного отклонения размера объектов на изображении / *В.И. Семенов* [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Матер. XII Всерос. науч.-практ. конф. (ДНДС-2017). Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2017. С. 96–99.

5. *Semenov V. I., Khristoforov O. V., Chuchkalov S. I.* Calculating the standard deviation of the size of objects in an image // Journal of Advanced Research in Technical Science. North Charleston, USA: SRC MS, CreteSpace. 2017. PP. 62–64.

Чумаров С.Г.
(Чебоксары, ЧГУ)

БЫСТРОЕ РАЗВЕРТЫВАНИЕ СЕТЕЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИО

Несмотря на широкое распространение волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) [1], технологии беспроводной связи вполне успешно конкурируют по пропускной способности и другим параметрам и стремительно развиваются. Одновременно с этим растет число мобильных устройств, что увеличивает спрос на услуги связи. С растущим спросом на трафик внедряются сети пятого поколения [2]. Для достижения совместимости всех стандартов требуется оборудование, поддерживающее все стандарты связи, которое при этом будет экономически выгодным. Таким оборудованием может стать программно-определяемая радиосистема (SDR), использующая технологию прямого цифрового преобразования [3].

Эта технология позволяет разрабатывать приемопередающую аппаратуру, обеспечивающую поддержку разнообразных стандартов связи. SDR – это современная радиотехническая система, в которой компоненты, ранее реализованные в аппаратных средствах, теперь реализуются с помощью ПЛИС или ПК. С помощью такой системы можно постоянно реконфигурировать устройство, эффективно анализировать и использовать спектр, а также взаимодействовать с различными стандартами связи. Таким образом SDR может быть модифицирована для выполнения нескольких функций

в зависимости от кода, которые она выполняет. С помощью SDR можно организовать засекреченный дуплексный канал связи со своими параметрами модуляции и помехоустойчивого кодирования, включая IP-телефонию [4].

В условиях низкого уровня мощности сигналов или отсутствия сотовых сетей может появиться необходимость в быстром развертывании сетей связи, например, при проведении массовых мероприятий вне населенных пунктов. Станция переносной базовой приемопередающей станции для таких сетей на основе SDR позволяет строить эффективную, динамичную и экономически выгодную беспроводную связь. Архитектура состоит из аппаратного интерфейса и программного обеспечения. Задачами такой системы являются взаимосвязь с существующей архитектурой сотовой связи (4G) и телефонной сетью общего пользования, а также предоставление доступа в интернет. Аппаратный интерфейс SDR может быть реализован с любым из доступных на рынке вариантов, которые включают HackRF, BladeRF, LimeSDR и др. Программное обеспечение может быть реализовано, используя комбинацию технологий с открытым исходным кодом, таких как Ubuntu Linux, OpenBTS и GNU Radio.

Таким образом, быстрое развертывание сетей возможно на основе переносной приемопередающей станции, состоящей из отладочной платы SDR и одноплатного ПК. Для увеличения зоны покрытия и эффективности развертываемых сетей применяют беспилотные летательные аппараты (БПЛА). Такая архитектура связи также позволяет увеличить емкость существующих сетей связи.

Литература

1. Чумаров С. Г., Федорова А. В. Высокочастотная связь как способ резервирования каналов связи по волоконно-оптическим линиям связи // Моделирование и анализ сложных технических и технологических систем: сборник статей по итогам Междунар. науч.-практ. конф. Стерлитамак: АМИ, 2018. С. 137–139.

2. Магнитский В. А., Чумаров С. Г. Реализация технологии ММО в сетях нового поколения 5G // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы II Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. С. 226–231.

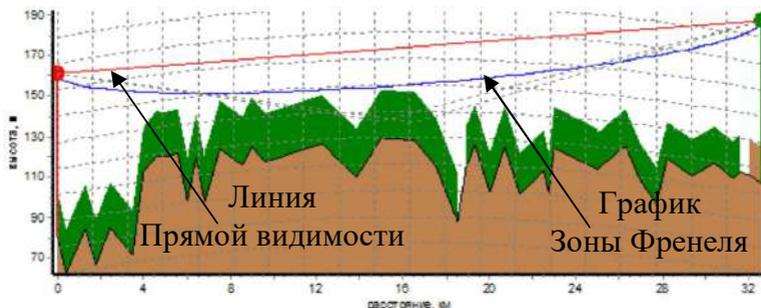
3. Чумаров С. Г., Милкин Ю. С. Особенности реализации и применения программно-определяемых радиосистем // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 13-й Всерос. науч.-практ. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 442–443.

4. Чумаров С. Г., Сидоров Г. В. Проблемы информационной безопасности IP-телефонии // Исследование, разработка и применение высоких технологий в промышленности: сб. ст. по итогам Междунар. науч.-практ. конф. Стерлитамак: АМИ, 2017. С. 177–180.

Игнатъев Д.А., Чумаров С.Г.
(Чебоксары, ЧГУ)

РАСЧЁТ КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ РАДИОРЕЛЕЙНОЙ ЛИНИИ СТАНДАРТА SDN

В связи с происходящей реконструкцией трассовых радиорелейных станций вдоль газопровода Ямбург-Западная граница появилась необходимость установки цифрового оборудования радиорелейной связи стандарта синхронной цифровой иерархии на участке Шумерля-Шинеры. Однако, возникла такая задача реализации данной технологической связи, и обеспечения получения качественных показателей в соответствии с требованиями нормативных документов международного союза электросвязи. Профиль реализуемой линии связи покажем на рисунке.



Профиль интервала Шумерля-Шинеры

Согласно ГОСТ Р 51386-99 считается, что энергии сигнала сконцентрирована в так называемой “зоне Френеля”. Предполагается, что если в этой области препятствия отсутствуют, то искажениями и дифракционными потерями можно пренебречь.

Из рис. 1 видно, что перекрытие зоны Френеля не происходит. Следовательно, с точки зрения трассы связь будет работать безупречно, что подтверждается требованиями 784-3 МСЭ-Р.

Найдем потери в атмосфере с учетом длительности пролета [1]:

$$L_{\Gamma} = (\gamma_0 + \gamma_H)R_0 = 0,029 \times 32,6 = 0,95 \text{ дБ},$$

где γ_0 – погонные потери в атомах кислорода (дБ/км); γ_H – погонные потери в водяных парах (дБ/км); R_0 – расстояние между приёмопередатчиками, км. Эта формула справедлива для рабочих частот ниже 57 ГГц при нормальном атмосферном давлении [2].

Рассчитаем затухание на реализуемой системы, вызванное дождём. Так как при горизонтальной поляризации электромагнитной радиоволны её затухание в осадках будет выше, то считаем её для этого случая:

$$A = y k R_0^{\alpha} = 8,9 \cdot 0,00454 \cdot 32,6^{1,327} = 4,1 \text{ дБ},$$

где $k = 0,00454$, $\alpha = 1,327$ – коэффициенты регрессии для данного частотного диапазона.

Определим уровень сигнала на входе приёмника:

$$\begin{aligned} P_{ПР} &= P_{ПД} + G_1 + G_2 - L_0 - L_{\phi 1} - L_{\phi 2} - L_{\Gamma} - L_{ДОП} = \\ &= -9 + 40 + 40 - 139,2 - 0,5 - 0,5 - 0,95 - 1,5 = -71,6 \text{ дБ}, \end{aligned}$$

где $P_{ПД}$ – уровень мощности передатчика, дБм; G_1 , G_2 – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн; $L_{\phi 1}$, $L_{\phi 2}$ – ослабление сигнала в фидерных линиях ($\Phi 1$, $\Phi 2$), дБ; $L_{ДОП}$ – дополнительные потери, дБ.

Находим запас на замирание, с учётом чувствительности приёмника:

$$P_{ПР ПОР} = -98 \text{ дБ},$$

$$M = P_{ПР} - P_{ПР ПОР} = -71,6 + 98 = 26,4 \text{ дБ}.$$

Найдём типовое время задержки отражённого сигнала на участке [3]:

$$t_m = 0,7 \frac{R_0}{c} \frac{\sigma}{\varnothing}^{1,5} = 0,7 \frac{32,6}{3 \cdot 10^8} \frac{0}{50}^{1,5} = 0,369 \text{ нс}.$$

Следовательно, приём отраженного сигнала будет осуществляться с задержкой в 0,369 нс.

Согласно отчёту 336-8 МСЭ-Р и рекомендации международного союза электросвязи № 530-17 требуется, чтобы запас на замирание был больше 0. Следовательно, мы показали, что данная радиотехническая система связи будет работать с требуемым запасом на замирание.

Литература

1. ГОСТ Р 53363-2009. Цифровые радиорелейные линии. Показатели качества. Методы расчета. М.: Стандартинформ. 2010.

2. ГОСТ Р 50765-95. Аппаратура радиорелейная. М.: Госстандарт России. 1995.

3. ГОСТ 21655-87. Каналы и тракты магистральной первичной сети единой автоматизированной системы связи. М.: Государственный комитет СССР по стандартам. 1987.

4. Чумаров С. Г., Федорова А. В. Высокочастотная связь как способ резервирования каналов связи по волоконно-оптическим линиям связи // Моделирование и анализ сложных технических и технологических систем: сборник статей по итогам междунар. науч.-практ. конф. Стерлитамак: АМИ, 2018. С. 137–139.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

Шихина А.В.¹, Мишучков В.И.², Шихин В.А.¹, Хрисостому Г.³
(¹Москва, НИУ МЭИ; ²НИУ МАИ, ³Кипр, Никозия,
Никозийский технический университет им. Фредерика)

КОМПОЗИТНЫЕ МОДЕЛИ ПРОГНОЗА ЦЕНЫ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ДЛЯ АЛЬТЕРНАТИВНЫХ ВЫБОРОК

Если рассматривать задачу построения моделей прогноза цены электроэнергии комплексно [1], то возможны следующие сценарии при которых возникает проблема сопоставления отдельных выборок данных для целей их совместной обработки:

1. МП (модель прогноза) строится применительно к конкретному региону. По мере использования МП точность прогноза может выйти за установленные пределы. Это вызывает необходимость запустить процедуру валидации МП. Вопрос состоит в том, можно ли повысить точность МП за счет пересчета ее коэффициентов по исторической выборке с учетом добавления нового массива данных. При этом допустимо предположить, что новый период времени мог характеризоваться специфическими процессами, характерными только для указанного периода. Поэтому учет дополнительного массива данных может привести к таким изменениям в МП, которые могут ухудшить ее предсказательные свойства. В электроэнергетике такие явления часто имеют место, например, из-за слабо-прогнозируемых климатических условий (засуха, морозный год, природные катаклизмы и др.), значительные колебания цен на топливо, резкие скачки валютного курса, ввод генерирующих мощностей, ввод магистральных электропередач, системные аварии и т.д.

2. Вторым возможным сценарием, при котором может понадобиться процедура валидации МП может быть попытка обобщения имеющейся ранее построенной МП для прогноза по альтернативному региону или в целом по ценовой зоне, или определение степени универсальности МП для работы на федеральном уровне.

3. Третьим возможным сценарием является решение проблемы увеличения размерности ограниченной исходной выборки по конкретному региону за счет обоснованного привлечения данных по другим регионам для построения таким образом вынужденно обобщенной МП, но без потери в точности.

Отправной точкой для проведения исследований послужили идеи и результаты, полученные Пугачевым В.Н. [2]. Задачей исследования является получение условий для возможного объединения при совместной обработке разноточных данных с целью получения приемлемых оценок m для вектора вероятностных характеристик m . Пусть m есть N -размерный вектор оцениваемых вероятностных характеристик, m_{ref} есть вектор значений рассчитанных по опорному (эталонному) массиву данных МДэ. Предполагается, что на основе априорной информации такой массив всегда может быть определен. Обозначим через m_I и m_{II} , соответственно, векторы вероятностных характеристик возможно существенно различающихся массивов (полученных по различным регионам) МД1 и МД2

$$m = Ex [F_I] = m_I, \quad m_{II} = Ex [F_{II}],$$

где F_I, F_{II} есть матрицы, компоненты которых представляют собой элементы соответствующих массивов МД1 и МД2. Искомая оценка строилась в виде линейной комбинации трех компонент

$$m_o = A m_I + B m_{II} + C m_{ref},$$

где A, B, C есть матрицы размерности $[N \times n]$, которые необходимо определить при условиях: i -я компонента m_{oi} вектора m_o должна быть несмещенной и иметь минимальную дисперсию. В этом смысле называем искомую оценку m_o оптимальной. В результате получена расчетная формула для оптимальной оценки m_{oi}

$$m_{oi} = m_{Ii} - Cor\{F_{II}, F_I\} Cor^{-1}\{F_{II}, F_{II}\} (m_{II} - m_{ref}).$$

Литература

1. Валидация на системном уровне / М. Чэнь [и др.]. Перевод с англ. под ред. А.Н. Ланцева. М: Техносфера, 2014. 296 с.

2. Пугачев В. Н. Комбинированные методы определения вероятностных характеристик. М.: Сов. радио, 1973. 256 с.

Евдокимов Ю.К., Гладнев К.С.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ПОСТРОЕНИЕ ЦИФРОВОГО ДВОЙНИКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ТЕПЛОПЕРЕНОСА В КАЛОРИМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Современные вычислительные мощности компьютеров и достаточно точные математические модели позволяют в реальном масштабе времени просчитывать сложные процессы теплообмена. Еще сравнительно недавно решение подобных задач для калориметрических измерений было невозможно.

В данной работе представлены результаты моделирования процессов теплопереноса для реализации метода контроля тепловыделения на основе управляемой математической модели процессов теплообмена, предложенной в работе [Лит.].

Для построения цифрового двойника и расчётов процессов теплообмена использовалась компьютерная программа COMSOL Multiphysics 5.2. На рис. 1 представлен внешний вид цифрового двойника калориметрической установки в соответствии с геометрией реального физического объекта. Модель содержит в себе 7 объёмных элементов, 40 поверхностей, 76 граней, 48 вершин.

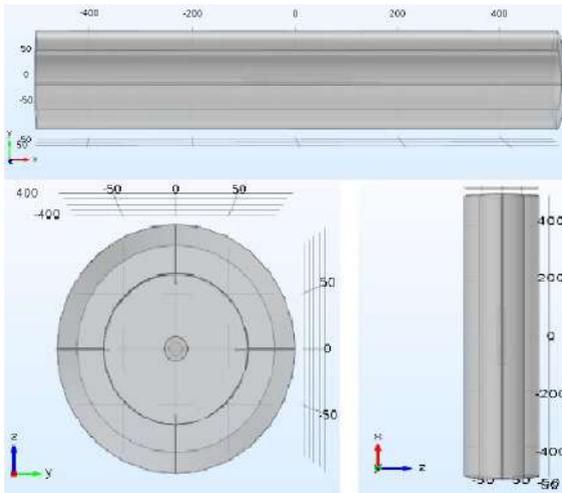


Рис. 1. Схема моделируемой установки в плоскостях xy , yz , zx

Каждый объект цифрового двойника обладает собственными размерами и свойствами в соответствии с реальным физическим объектом. Размеры элементов модели приведены в табл. 1. Данные r_1 – r_4 в табл. 1 обозначают следующее: r_1 – радиус внешней трубки, r_2 – внутренний радиус внешней трубки, r_3 – внешний радиус нагреваемой корундовой трубки, r_4 – внутренний радиус нагреваемой корундовой трубки. Концы трубок герметично закрыты пробкой. Толщина пробки корундовой трубки составляет 4 мм, а внешней трубки 10 мм. Нагревательный элемент сделан из вольфрамовой пленки толщиной 0,06 мм.

Табл. 1. Геометрические параметры объектов модели

Объект	Длина, мм	r_1 , мм	r_2 , мм	r_3 , мм	r_4 , мм
Корундовая трубка	200	–	–	10	6
Внешняя трубка	995	94	57	–	–

Свойства материалов, используемые в модели, приведены в табл. 2.

Табл. 2. Свойства материалов

	Al ₂ O	Водород	Воздух	Вольфрамовая спираль
C_p [Дж/(кг·К)]	703	502,4	1007	132
ρ [кг/м ³]	2203	0,09	1,2754	17800
k [Вт/(м·К)]	1,38	0,106	0,024	175
σ [См/м]				$1,79 \cdot 10^7$

Пространство между теплоизоляционной оболочкой и нагреваемой трубкой заполнено воздухом, внутренний объем нагреваемой трубки заполнен водородом. Результаты моделирования стационарного режима электрического нагрева представлены на рис. 2. Мощность нагревателя составляет 153 Вт, а температура в центре ($r = 0$), в середине ($x = 0$) корундовой трубки равна $T(x=0) = 994,27$ °С. На рис. 3–5 представлены профили распределения температуры $T(x)$, $T(y)$, $T(z)$. Точками x_1 – x_3 обозначено следующее: $x_1 = -100$ мм – внешняя стенка нагреваемой корундовой трубки, $x_2 = -96$ мм – внутренняя стенка нагреваемой корундовой трубки, $x_3 = -60$ мм – граница нагревательного элемента. Знак минус обозначает левую половину, для правой половины исследуемой системы имеет место идентичные значения для x_1 – x_3 .

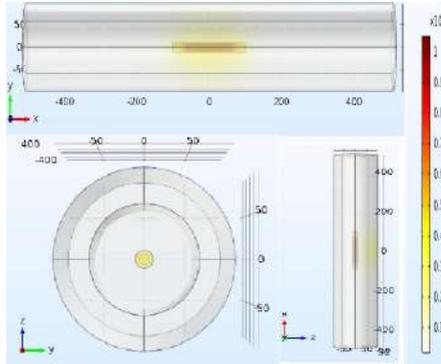


Рис. 2. Схема моделируемой установки в процессе нагрева, мощность нагревательного элемента 153 Вт

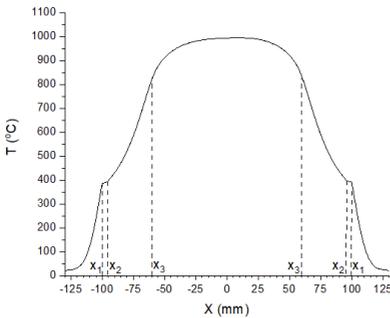


Рис. 3. Стационарный профиль температуры $T(x)$ в центре $r = 0$ мм исследуемой системы по ее длине; мощность нагрева $P = 153$ Вт

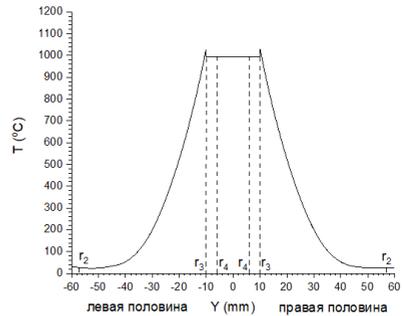


Рис. 4. Радиальный стационарный профиль температуры $T(y)$ в середине ($x = 0$) исследуемой системы по горизонтальной оси y ; мощность нагрева $P = 153$ Вт

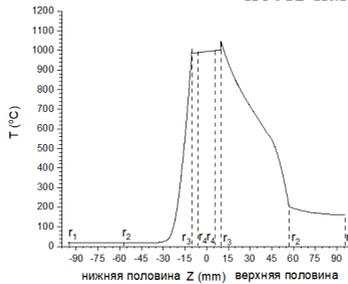


Рис. 5. Радиальный профиль температуры в центре корундовой трубки ($x = 0$) по вертикальной оси z ; мощность нагрева $P = 153$ Вт

Из рис. 3–5 видно, что температура внутри корундовой трубки и снаружи значительно отличаются. На рис. 4 и 5 приведены радиальные профили температуры в центре корундовой трубки $x = 0$ по горизонтальной оси y (рис. 4) и вертикальной оси z (рис. 5) при установившемся равновесном состоянии. Точки $r1-r4$ на рис. 4 и 5 соответствуют значениям табл. 1. Из данных рисунков видно влияние конвекции на распределение тепла. Проведно также параметрическое исследование зависимости температуры внутри в центре нагреваемой трубки в зависимости от мощности нагревательного элемента (рис. 6).

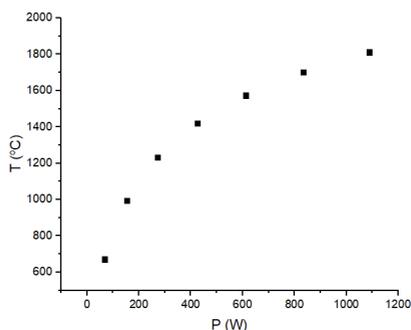


Рис. 6. Зависимость температуры $T(x = 0, y = 0, z = 0)$ от мощности нагревательного элемента

Полученная математическая модель в дальнейшем позволит реализовать дифференциальный метод измерения тепловыделения, используя цифровой двойник установки. С помощью метода теплового эквивалента выделяемой мощности и управления параметрами нагрева в математической модели – цифровом двойнике образца можно определить искомое значение тепловыделения.

Литература

Евдокимов Ю. К., Гладнев К. С. Калориметрический метод контроля тепловыделения в энергетических установках, основанный на применении цифровой модели // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 47–49.

Евдокимов Ю.К., Фадеева Л.Ю., Ахнапов Р.Т.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

МЕТОД СКАНИРОВАНИЯ СТРУКТУРЫ НЕОДНОРОДНЫХ СРЕД ПО ГЛУБИНЕ НА ОСНОВЕ СКИН-ЭФФЕКТА

В последние годы появились новые искусственные материалы, такие как композитные, градиентные, фрактальные, умные (интеллектуальные) материалы, метаматериалы и т.д. [1], представляющие собой неоднородные структурированные среды, способные менять свои механические, электрофизические, геометрические характеристики, агрегатные состояния под воздействием различных внешних физических полей, при подаче электрического управляющего сигнала и т.п. Основной целью данной работы является создание алгоритма определения характеристик материалов методом скин-эффекта.

Решение данной проблемы возможно при использовании известного физического эффекта – возникновения скин-слоя в поверхностном слое проводника при пропускании переменного тока высокой частоты и оттеснении протекающего тока к поверхности проводника [2]. При этом ток протекает в тонком приповерхностном скин-слое толщиной δ_s . Толщина скин-слоя δ_s является функцией частоты ω и уменьшается с ее повышением:

$$d_s = F(\omega) = \sqrt{\frac{2}{s\mu_0\omega}}$$

где σ – удельная электрическая проводимость материала, μ – относительная магнитная проницаемость вещества, μ_0 – магнитная постоянная, $\omega = 2\pi f$ – угловая частота.

Например, для частот в диапазоне от 10 МГц до 10 ГГц толщина скин-слоя δ_s для различных металлов соответственно варьируется от 20 мкм до 0,01 мкм. Из этого примера видно, что толщину скин-слоя δ_s для высокочастотных сигналов нетрудно сделать соизмеримой с глубиной зондирования электропроводящего материала. Подбирая частоту переменного тока ω можно сформировать практически любую толщину δ_s скин-слоя, согласованную по толщине с глубиной исследования структуры материала и определения его характеристик.

Электропроводность σ материалов может зависеть, например, от концентрации поглощенного газа, легирующих добавок в приповерхностном слое, от температуры внешней среды, структуры и пористости материала и является функцией этой характеристики $s = s(x)$ [3]. Таким образом, импеданс неоднородной структуры Z_c , измеренный в частотном диапазоне $\omega_{\max} \geq \omega \geq \omega_{\min}$, соответствует зондированию искомой характеристики в интервале глубин $x_{\min} \geq x \geq x_{\max}$:

$$Z_c(j\omega_0, x) = \frac{(1+j)l}{2p} \sqrt{\frac{\eta_0 w_0}{2s(x)}},$$

где p – имеет смысл периметра исследуемого объекта, l – его длины.

Импеданс $Z_c(j\omega_0, x)$ содержит действительную и мнимую части:

$$Z_c(j\omega_0, x) = X(\omega_0, x) + jY(\omega_0, x),$$

Искомую характеристику x можно определить по трем параметрам импеданса: по его модулю или отдельно по его действительной $X(j\omega_0, x)$ и мнимой $Y(j\omega_0, x)$ частям. Выбор нужного параметра из трех возможных зависит от технологии и удобства измерения, способов обработки измерительной информации, погрешности измерения и т.п.

Литература

1. Кокцинская Е. М. «Умные» материалы и их применение (обзор) // Видеонаука: сетевой журнал. 2016. № 1 (1). С. 3–19.
2. Евдокимов Ю. К., Фадеева Л. Ю. Импеданс длинной линии с микрорельефной неоднородной поверхностью с учетом скин-эффекта // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2019. № 3. С. 169–173.
3. Пат. 2739719 Российская Федерация, МПК G01N 27/12. Способ определения концентрации газа [Текст] / Ю. К. Евдокимов, Л. Ю. Фадеева, Е. С. Денисов; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ». № 2020126167; заявл. 03.08.2020; опубл. 28.12.2020.
4. Евдокимов Ю. К., Фадеева Л. Ю. Математические модели многомерных неоднородных сред с распределенными параметрами // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2020. № 4. С. 132–136.

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ФРАКТАЛЬНОЙ РАЗМЕРНОСТИ МИКРОРЕЛЬЕФНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ПРОВОДНИКОВ

Различные способы определения фрактальной размерности шероховатой микрорельефной поверхности проводников представляют значительный интерес для многочисленных приложений, в частности, при изготовлении высокочастотных кабелей, пленочных проводников, там, где должны приниматься во внимание поверхностные эффекты, возникающие вследствие прохождения высокочастотного сигнала по проводнику с неизбежной конечной точностью обработки его поверхности.

Пусть имеется проводник с негладкой поверхностью с шероховатостью δ_r , соизмеримой с толщиной скин-слоя δ_s . Протекающий высокочастотный переменный ток оттесняется к поверхности, вынуждая линии тока огибать неоднородности. И чем выше частота, тем точнее линии тока будут повторять рельеф шероховатой поверхности. При этом путь тока удлинняется с ростом частоты сигнала и уровня шероховатости проводника. В идеально гладких проводниках этот эффект не наблюдается, так как длина пути, проходимый током, не зависит от его частоты или крутизны фронта сигнала.

Относительное l/l_0 удлинение пути поверхностного тока в шероховатом проводнике приводит к росту погонного импеданса $Z(p)$. В одномерном представлении в [1] получено уточненное значение погонного импеданса с учетом рельефной неоднородности проводника

$$Z(p) = a^{1-D_f} (pL + R),$$

где D_f – фрактальная размерность неоднородностей проводника вдоль линии тока ($1 < D_f < 2$). С учетом скин-эффекта выражение [1] для погонного импеданса для шероховатого проводника в асимптотическом (высокочастотном) приближении имеет вид:

$$Z(p) = \frac{\frac{a}{\epsilon} p^{-\frac{1}{2}}}{d_r} / \frac{\frac{1}{\epsilon} p^{-D_f}}{\frac{1}{\epsilon}} \frac{a}{\epsilon} L_0 p + d_1 p^{\frac{1}{2}} + d_2 + d_3 p^{-\frac{1}{2}} + d_4 p^{-1} \frac{\ddot{\epsilon}}{\epsilon} \quad (1)$$

где $d_1 = 10^{-4} \sqrt{10mR_0}$, $d_2 = 0,25R_0$, $d_3 = \frac{3}{32} \sqrt{\frac{10}{m}} R_0^{3/2} \times 10^3$, $d_4 = \frac{3}{64} \frac{R_0^2}{m} \times 10^7$,

$R_0 = r / (pa^2)$, a – радиус проводника.

Из формулы (1) следует способ измерения фрактальной размерности шероховатости. Алгоритм, реализующий предложенный способ, состоит из следующих основных шагов.

1. Необходимо измерить частотную характеристику погонного импеданса $Z(p)$ проводника.

2. По данным измерений составляют систему уравнений согласно (1) для N частот, где N – количество неизвестных параметров в (1).

3. Решая систему уравнений относительно неизвестных параметров, находят искомую оценку фрактальной размерности D_f .

Предложенный алгоритм можно применить для количественной и сравнительной оценки качества и чистоты обработки электропроводящих материалов и изделий.

Литература

1. Евдокимов Ю. К., Фадеева Л. Ю. Импеданс длинной линии с микрорельефной неоднородной поверхностью с учетом скин-эффекта // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2019. № 3. С. 169–173.

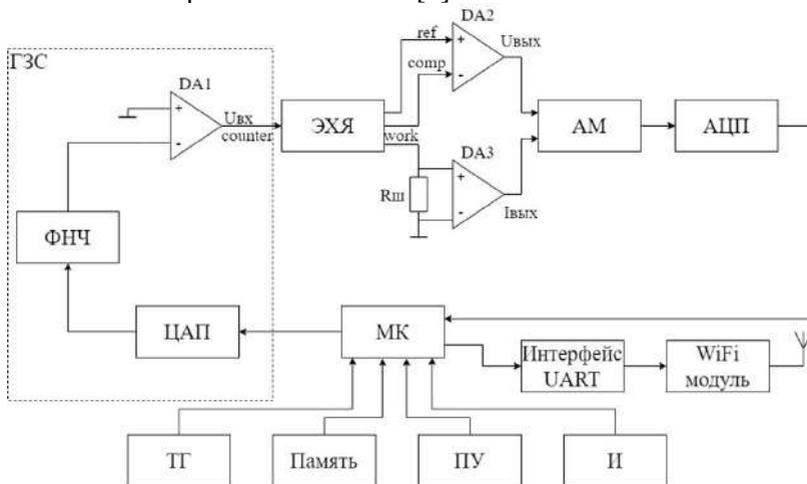
2. Евдокимов Ю. К., Фадеева Л. Ю., Казанцев Е. А. Частотные характеристики длинных линий с учетом неоднородной поверхности проводника // III научный форум «Телекоммуникации: теория и технологии» (ТТТ-2019). Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2019: материалы XXI Международной научно-технической конференции (Казань, 18–22 ноября 2019 г.). Казань: КНИТУ-КАИ, 2019. Т. 1. С. 534–536.

3. Евдокимов Ю. К., Фадеева Л. Ю. Математические модели многомерных неоднородных сред с распределенными параметрами // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2020. № 4. С. 132–136.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

Потенциометрия – это электрохимический метод определения разнообразных физико-химических величин. Потенциометрический метод основан на измерении электродвижущих сил (ЭДС) обратимых гальванических элементов. При этом используется зависимость электрического сигнала датчика (измерительный электрод) от состава анализируемого раствора [1]. В данной работе представлена функциональная схема работы потенциостата с беспроводным подключением к ЭВМ (рисунок).

Главной особенностью потенциостата является возможность не только измерять ток, но и генерировать его. Путь, по которому течет ток, отделен от пути измерения разности потенциалов для обеспечения стабильной работы прибора. Это связано с тем, что электроды сравнения корректно работают только при стабильном электрическом сигнале [2].



Функциональная схема подключения потенциостата с беспроводным доступом через Wi-Fi модуль

Схема состоит из блоков генератора зондирующих сигналов (ГЭС), который включает в себя фильтр нижних частот (ФНЧ),

цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и дифференциальный усилитель (DA1), каналов измерения тока и напряжения, включающих дифференциальные усилители DA2 и DA3, шунтирующий резистор $R_{ш}$ для измерения падения напряжения, аналоговый мультиплексор (AM) и аналого-цифровой преобразователь (АЦП). После усилителя подключен вспомогательный электрод (counter), напряжение с которого поступает на электрохимическую ячейку. С электрохимической ячейки выходят три электрода: рабочий (work), который идет на датчик тока, и электроды сравнения (ref и comp), сигналы с которых поступает на дифференциальный усилитель. Также в схеме присутствуют: электрохимическая ячейка (ЭХЯ), свойства которой подлежат измерению; микроконтроллер (МК), который позволяет управлять работой системы; интерфейс с протоколом UART для передачи данных по модулю беспроводного доступа к электронно-вычислительной машине, например, персональному компьютеру. Дополнительно нужен тактовый генератор (ТГ) для синхронизации работы системы, устройство памяти, пульт управления (ПУ) схемой и индикаторы для определения режима работы системы.

Данная система имеет множество преимуществ, например, отсутствие большого количества дорогостоящих АЦП, которые замедляют работу системы, упрощенный метод измерения тока с помощью шунтирующего резистора, что позволяет измерять большие значения с минимальной потерей точности, а также дифференциальные усилители для измерения разностного напряжения при высокой нагрузочной способности.

Литература

1. Автоматизация измерений переходных характеристик электрохимических источников тока с использованием потенциостата P-2X / Ю. С. Хованская [и др.] // Решетневские чтения: материалы XXIV Международной науч.-практ. конф. Красноярск: Изд-во СибГУ им. М. Ф. Решетнева, 2020. Ч. 2. С. 256–257.

2. Многоканальный потенциостат-гальваностат P-2X8 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://potentiostat.ru/product/многочанальный-потенциостат-гальва-2> (дата обращения: 30.04.2021).

Коньков К.В., Денисов Е.С.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО ИМПЕДАНСА

Импедансные характеристики электрохимических источников электроэнергии имеют большое количество различных методов измерения, многие из которых уже реализованы в существующих приборных реализациях измерителей импеданса. В работах [1–3] предложен новый метод измерения частотных характеристик импеданса во временной области, основанный на анализе переходных характеристик, вызванных изменениями тока нагрузки электрохимических источников энергии (ЭХИЭ).

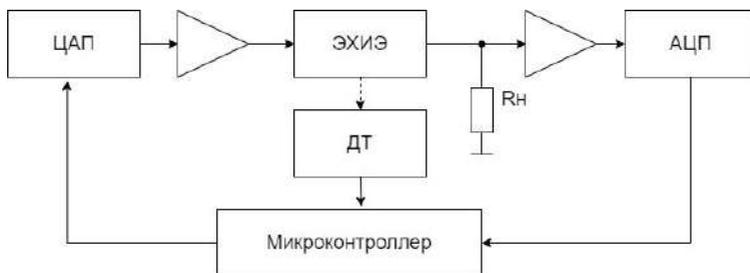
В данной работе рассматривается аппаратное обеспечение измерительной системы для реализации предложенного метода. Основное соотношение, применяемое в предлагаемой методике для получения импедансной характеристики,

$$Z = \frac{FFT[w(t)I(t)]}{FFT[w(t)U(t)],}$$

где $w(t)$ – оконная функция (используется оконная функция Хэнинга), $I(t)$ – зондирующий сигнал, $U(t)$ – выходное напряжение, FFT – быстрое преобразование Фурье, Z – частотная характеристика импеданса.

На рисунке представлена структурная схема измерительной системы, позволяющая производить измерение импедансной характеристики по переходным характеристикам. Основными элементами системы являются: микроконтроллер, управляющий работой системы, канал формирования зондирующего сигнала, включающий в себя цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), повторитель напряжения, нагрузочный резистор и канал измерения отклика в виде напряжения, электрическая нагрузка и канал измерения отклика, включающий в себя усилитель и аналого-цифровой преобразователь (АЦП), а также датчик температуры для контроля условий проведения эксперимента.

Установка работает следующим образом. Управляющий микроконтроллер подает зондирующий сигнал на электрохимический источник электроэнергии (ЭХИЭ) через ЦАП и повторитель напряжения, затем АЦП считывает и передает микроконтроллеру возмущение, снятое с нагрузки ЭХИЭ.



Структурная схема устройства для измерения импеданса ЭХИЭ

Все вычисления параметров и значения зондирующего сигнала выполняются непосредственно на микроконтроллере. Также микроконтроллер осуществляет контроль температуры ЭХИЭ посредством температурного датчика ДТ для контроля соблюдения нормальных условий измерения.

Литература

1. Денисов Е. С., Никишина Г. В. Программа оценки частотных характеристик импеданса электрохимической системы по переходным характеристикам // Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2020662997, 21.10.2020. Заявка № 2020619142 от 10.08.2020.

2. Method of electrochemical impedance spectroscopy in time domain adapted to diagnostics of electrochemical power sources / E. Denisov [et al.] // 7th Eur. Conf. Ren. Energy Sys. 10–12 June 2019, Madrid, Spain.

3. Никишина Г. В. Измерение импедансных характеристик электрохимических источников тока во временной области // XXIV Туполевские чтения (школа молодых ученых). Материалы Международной молодежной научной конференции. В 6-ти томах. 2019. С. 616–619.

Денисов Е.С.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

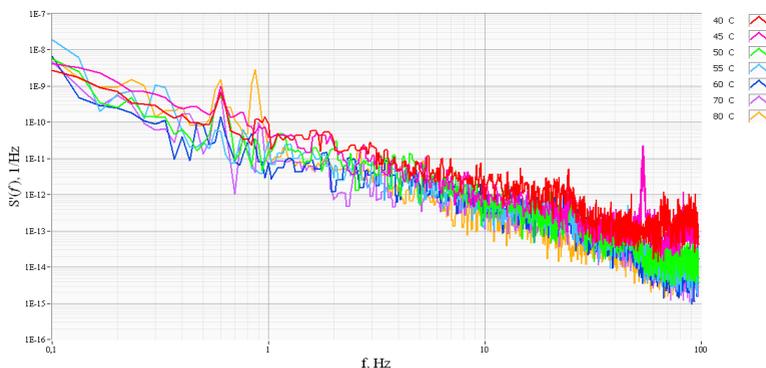
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТВЕРДОПОЛИМЕРНОГО ТОПЛИВНОГО ЭЛЕМЕНТА НА ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФЛУКТУАЦИИ*

Водородные топливные элементы с твердым полимерным электролитом (ТЭПЭ) являются одними из перспективных источников электрической энергии. Для обеспечения высоких эксплуатационных и энергетических характеристик они требуют сложной системы поддержания водного баланса и прогнозирования критических режимов работы. Среди большого количества диагностических методов наибольший интерес представляет диагностика на основе анализа электрических флуктуаций, наблюдаемых в процессе работы [1–3]. Преимуществом такого метода является почти полное отсутствие влияния на режимы работы ТЭПЭ. Одним из наиболее важных факторов для поддержания высокого КПД и стабильности работы ТЭПЭ является корректное управление водным балансом в мембранно-электродном блоке, поскольку избыточное увлажнение приводит к конденсации воды, препятствующей доставке реагентов, а недостаточное – к уменьшению проводимости полимерной мембраны.

Рассмотрим влияние температуры ячейки на электрические флуктуации. На рисунке представлены приведенные к рабочему напряжению спектральные плотности мощности (СПМ) $S'(f)$ флуктуаций при различных температурах ячейки ТЭПЭ T_{FC} . Анализ показывает, что температура ячейки существенно влияет на спектральные характеристики микрофлуктуаций водородного ТЭПЭ. СПМ флуктуаций монотонно убывает с ростом температуры T_{FC} в высокочастотной области ($f > 10$ Гц). Среднеквадратическое отклонение флуктуаций σ'' в среднечастотном диапазоне (от 1 до 10 Гц) принимает минимальные значения $\sim 5 \cdot 10^{-6}$ в температурном диапазоне 60-70 °С и увеличивается при отклонении температуры T_{FC} от этих значений. Тогда как флуктуации

* Научные исследования проведены при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках исполнения обязательств по Соглашению номер 075-03-2020-051/6 (номер темы fzs-2020-0020).

в низкочастотном диапазоне не показывают ярко выраженной температурной зависимости. Характер температурной зависимости СПМ флуктуаций может быть объяснен характером физико-химических процессов в ТЭПЭ, например, рост флуктуаций при уменьшении температуры ячейки может быть связан с образованием избыточного количества воды.



Спектральные плотности мощности электрических флуктуаций при изменении температуры ячейки топливного элемента

Проведенные исследования позволяют сделать вывод о возможности организации мониторинга избыточной увлажненности ТЭПЭ в процессе функционирования и разработки соответствующих диагностических систем.

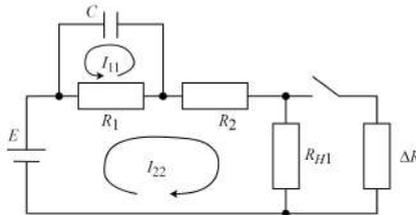
Литература

1. Евдокимов Ю. К., Мартемьянов С. А., Денисов Е. С. Электрический шум водородного топливного элемента и исследование его диагностических свойств // *Нелинейный мир*. 2009. Т. 7. № 9. С. 706–712.
2. Денисов Е. С., Евдокимов Ю. К. Построение систем контроля и диагностики водородного топливного элемента на основе наблюдения его электрических флуктуаций и шумов // *Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева*. 2011. № 1. С. 47–54.
3. Астафьев Е. А. Сравнение различных подходов в анализе электрохимических шумов на примере водородно-воздушного топливного элемента // *Электрохимия*. 2020. Т. 56. № 2. С. 167–174.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ПЕРВОГО ПОРЯДКА НА ОСНОВЕ ПЕРЕХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК, ВЫЗВАННЫХ ИЗМЕНЕНИЯМИ НАГРУЗКИ*

Электрохимические элементы являются основными источниками энергии для обеспечения автономной работы электронных устройств и систем. Большое распространение таких элементов, экологические проблемы их производства и утилизации приводят к необходимости продления их ресурса. Одним из направлений решения данной задачи является диагностика их технического состояния. Перспективный метод диагностики на основе анализа переходных процессов, вызванных изменениями нагрузки, был предложен в работе [Лит.]. Такой метод позволяет реализовать эффективную систему диагностики с недорогим измерительным оборудованием. Одной из задач развития данного метода является разработка эффективных методик нахождения параметров эквивалентной электрической схемы как одних из наиболее перспективных диагностических признаков.

В данной работе решается задача нахождения параметров эквивалентной электрической схемы первого порядка, включающей в себя два сопротивления R_1 , R_2 и емкость C (рисунок). Переходной процесс возникнет после подключения дополнительной нагрузки ΔR (рисунок). Полную электрическую нагрузку после подключения обозначим R_{H1} .



Эквивалентная электрическая схема первого порядка

* Научные исследования проведены при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках исполнения обязательств по Соглашению номер 075-03-2020-051/6 (номер темы fzsU-2020-0020).

Изображение по Лапласу переходного процесса может быть найдено путем решения системы уравнений в соответствии с законами Кирхгофа с ненулевыми начальными условиями

$$I_{11} \frac{\partial 1}{\partial pC} + R_1 \frac{\partial}{\partial} I_{22} R_1 = - \frac{U_{C0}}{p};$$

$$- I_{11} R_1 + I_{22} (R_1 + R_2 + R_{H2}) = \frac{E}{p},$$

где U_{C0} – напряжение на емкости перед моментом коммутации. Тогда отклик по напряжению находится как

$$U_n(t) = \frac{ER_{H2}(R_2 + R_{H1})}{(R_1 + R_2 + R_{H1})(R_2 + R_{H2})} + \frac{ER_{H2}(R_2 + R_{H1})}{(R_1 + R_2 + R_{H1})(R_1 + R_2 + R_{H2})},$$

$$\frac{\partial R_1 + R_2 + R_{H1}}{\partial} - \frac{R_1 + R_2 + R_{H2}}{R_2 + R_{H2}} \frac{\partial}{\partial} \exp \frac{\partial}{\partial} \frac{R_1 + R_2 + R_{H2}}{CR_1(R_2 + R_{H2})} t \frac{\partial \partial}{\partial \partial}$$

Таким образом, переходная характеристика (2) включает в себя мгновенный скачок напряжения и релаксационный экспоненциальный процесс. Значение скачка U_1 , амплитуда U_2 и постоянная времени релаксационного процесса τ могут быть найдены в результате фиттинга переходного процесса экспоненциальной функцией, тогда становится возможным оценить параметры эквивалентной электрической цепи посредством решения системы уравнений:

$$U_1 = f(R_1, R_2, C, R_{H1}, R_{H2});$$

$$U_2 = f(R_1, R_2, C, R_{H1}, R_{H2});$$

$$\tau = f(R_1, R_2, C, R_{H1}, R_{H2}).$$

Такой метод может использоваться для нахождения параметров эквивалентной электрической схемы по переходным характеристикам, вызванным изменениями электрической нагрузки. Предложенная методика может применяться при построении перспективных средств диагностики электрохимических систем.

Литература

Nikishina G., Denisov E., Demidov A. Electrochemical power sources relaxations related with step-like load variation // Proceedings of the 2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology. 2020. PP. 230–233.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕЛЕКТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ МАСКИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ МНОГОЛЕПЕСТКОВЫХ ДИСКРЕТНО-НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ

Устройства селективного режектирования псевдослучайных сигналов, порождаемых нелинейными системами с динамическим хаосом, применяются для избирательного подавления маскирующих помех с последующим выделением полезного сигнала. Одним из подходов избирательного подавления является использование нелинейных функционально-режекторных фильтров, синтезируемых по принципу двухканальности теории инвариантности [1].

Цель работы – оценка эффективности селективного подавления функционально-режекторными фильтрами маскирующих сигналов многолепестковой дискретно-нелинейной системы по схеме Jerk.

Функционально-режекторные фильтры селективного подавления гармонических сигналов могут быть реализованы на базе интегро-дифференцирующих устройств. В качестве системы, формирующей маскирующие псевдослучайные сигналы, была выбрана многолепестковая система по схеме Jerk [2].

Численное решение нелинейной дифференциальной системы, описывающей динамику схемы Jerk, проводилось методом Эйлера. Относительный шаг временной дискретизации, нормированный к периоду квазирезонансных колебаний в моделируемой системе, выбран равным 0,09.

Подавление компонент X , Y , Z сигналов схемы Jerk на основе интегрирования выполняется следующим образом:

$$U_{outx}(t) = \int_0^t \ddot{y}_{iny}(t) dt - U_{inx}(t),$$

$$U_{outy}(t) = \int_0^t \ddot{y}_{inz}(t) dt - U_{iny}(t),$$

$$U_{outz}(t) = \int_0^t [\ddot{x}_{inx}(t) - U_{iny}(t) - aU_{inz}(t) + f(U_{inx}(t))] dt - U_{inz}(t).$$

Моделирование функционально-режекторного фильтра выполнено на базе средств Matlab. Интегрирование выполнено командой `sumtrapz` с нулевыми постоянными интегрирования. Исследование селективного подавления хаотических сигналов схемы Jerk проведено путем оценки коэффициента подавления K_{Π} режектируемых сигналов. В таблице представлена зависимость коэффициентов K_{Π} компонент X, Y, Z от числа отчетов N , нормированных к периоду квазирезонансных колебаний.

Зависимость коэффициентов K_{Π} компонент X, Y, Z
от числа отчетов N

N	2000	3000	4000	5000	6000	7000	8000	9000
$K_{\Pi X}$	3,15	5,16	7,09	8,95	10,89	13,05	14,85	16,97
$K_{\Pi Y}$	3,07	5,11	7,07	8,99	10,98	13,05	14,89	16,91
$K_{\Pi Z}$	5,6	8,71	12,03	13,34	18,89	20,01	22,87	24,19

Установлено, что в интервале значений N от 8000 до 9000 коэффициент подавления принимает максимальное значение, однако при больших N наблюдаются искажения передаваемых хаотических сигналов. Следовательно, рекомендуемый диапазон значений N составляет от 5000 до 6000. В данном интервале коэффициент подавления K_{Π} составляет не менее 8,95 для компоненты X , не менее 8,99 для Y и не менее 13,34 для Z .

Таким образом, на основе разработанных средств моделирования проведен анализ селективного подавления маскирующих сигналов многолепестковой системы и выработаны инженерные рекомендации по выбору параметров моделирования.

Литература

1. *Марданишин Э. Р., Афанасьев В. В.* Преобразование фазоманипулированных сигналов фильтрами селективного подавления узкополосных помех и маскирующих псевдослучайных сигналов системы Лоренца // Инженерный вестник Дона. 2018. № 2. С. 1–17.
2. *Раунов Р. Р., Афанасьев В. В.* Генераторы псевдослучайных сигналов на основе многолепестковой системы с хаотической динамикой для аппаратуры цифровой передачи информации // Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: материалы Всероссийской научно-технической конференции. Самара: Вектор, 2020. С. 25–27.

Давыдов В.Г., научн. рук. Афанасьев В.В.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

СРАВНЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ СЕЛЕКТИВНОГО ПОДАВЛЕНИЯ СИГНАЛОВ ДИСКРЕТНОЙ СИСТЕМЫ ДМИТРИЕВА–КИСЛОВА

Селективное подавление является одним из методов обработки псевдослучайных сигналов в цифровых системах передачи информации [Лит.]. Для эффективной обработки сигналов системы Дмитриева–Кислова, часто используемой в системах связи с эффектами динамического хаоса, необходимо сопоставить методы селективного подавления.

На основании принципа двухканальности теории инвариантности селективное подавление может быть выполнено различными подходами [Лит.]. Цель работы заключается в оценке эффективности вариантов селективного подавления сигналов дискретно-нелинейной системы Дмитриева–Кислова. Задача исследования состоит в численном сравнении эффективности подавления сигналов системы Дмитриева–Кислова для различных схем селективного подавления при вариации отношения сигнал/шум (С/Ш) канала.

Произведено численное моделирование трёх различных устройств селективного подавления на основе принципа двухканальности: 1) с подавлением продифференцированных сигналов системы, 2) с подавлением на основе интегрирования, 3) подавление сигналов на основе функциональных зависимостей.

Подавление сигналов выполнено на основе преобразованных функциональных зависимостей из системы ОДУ и продифференцированных сигналов системы [Лит.]:

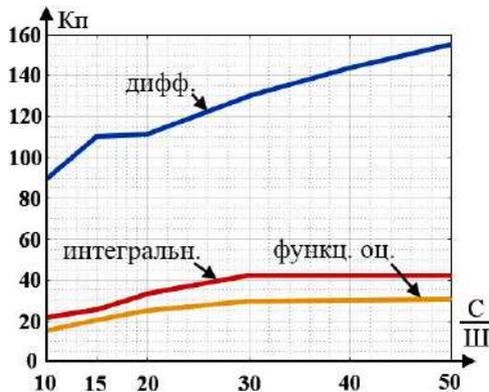
$$\begin{cases} \dot{X}_{\text{ОЦ}} = \Phi_X (X_{\text{ВХ}}, Y_{\text{ВХ}}, Z_{\text{ВХ}}, dX, dY, dZ), \\ \dot{Y}_{\text{ОЦ}} = \Phi_Y (X_{\text{ВХ}}, Y_{\text{ВХ}}, Z_{\text{ВХ}}, dX, dY, dZ), \\ \dot{Z}_{\text{ОЦ}} = \Phi_Z (X_{\text{ВХ}}, Y_{\text{ВХ}}, Z_{\text{ВХ}}, dX, dY, dZ). \end{cases}$$

Коэффициент подавления K_{Π} определяется следующим образом:

$$K_{\Pi} = s_{\text{ВЫХ}} / s_{\text{ВХ}} ,$$

где $s_{\text{ВЫХ}}, s_{\text{ВХ}}$ – СКО сигналов на выходе и входе режекторного канала [Лит.].

Наиболее высокий K_{Π} (рисунок) получен при подавлении дифференцированных сигналов, при увеличении С/Ш от 10 до 50 дБ значение K_{Π} возрастает от 89 до 155 дБ, для метода на основе интегрирования K_{Π} возрастает от 22 до 42 дБ. Наименее высокий K_{Π} получен при подавлении сигналов на основе оценки сигналов из функциональных зависимостей, при указанном диапазоне вариации С/Ш уровень K_{Π} возрастает от 15 до 30 дБ. В схемах подавления продифференцированных сигналов системы и на основе оценки из функциональных зависимостей формирование выходных сигналов происходит без задержки, для метода на основе интегрирования требуется накопление сигналов, снижающее быстродействие. Метод подавления дифференцированных сигналов является наиболее эффективным по величине K_{Π} , а также обеспечивает высокое быстродействие устройства обработки сигналов.



Зависимость коэффициента подавления от отношения С/Ш

Литература

Афанасьев В. В., Марданишин Э. Р. Нелинейные функционально-режекторные фильтры сигналов // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2017. Т. 8. № 3. С. 75–77.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С МАСКИРОВАНИЕМ ХАОТИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ ДИСКРЕТНО- НЕЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ ДУФФИНГА–ХОЛМСА

В современной радиоэлектронной аппаратуре связи все больше приобретает актуальность скрытой и конфиденциальной передачи сообщений. Динамический хаос дает новые возможности в конфиденциальной и скрытой передачи в системе связи [1].

Цель работы: построение математической модели оптической системы связи на основе хаотической маскировки сигналами дискретно-нелинейной системой Дуффинга–Холмса, структурная схема которой представлена на рис. 1.

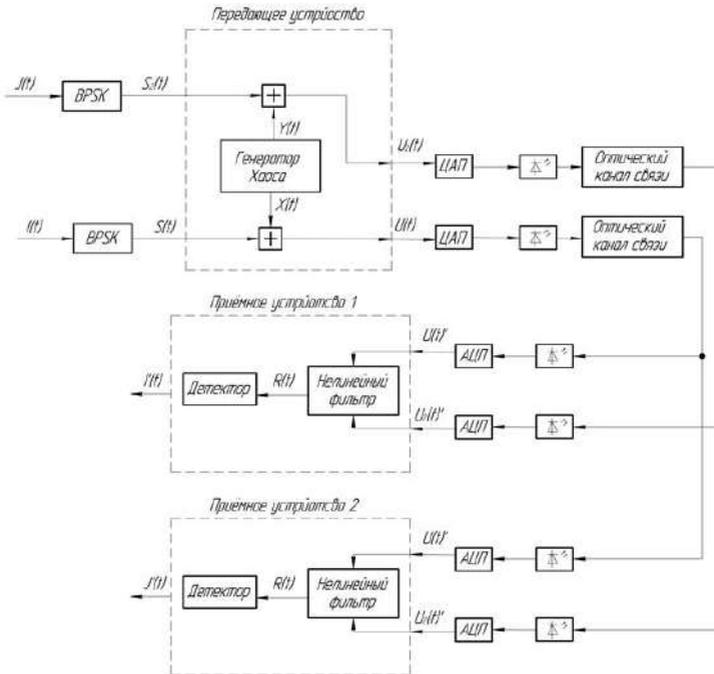


Рис. 1. Структурная схема оптической системы связи с хаотической маскировкой на основе системы Дуффинга-Холмса

Компьютерное моделирование представленной оптической системы связи предложено проводить в математической среде Matlab. Построение математической модели генератора хаоса, представленного на рис. 1, произведено на основе численного решения методом Эйлера известной системы дифференциальных уравнений Дуффинга–Холмса описанных в [2].

Математическая реализация нелинейного фильтра, осуществляющего селективное режектирование, основана на структурной схеме, представленной в [2]. Моделирование оптического канала связи в среде Matlab и представлено на рисунке 2.

Результат моделирования одного канала передачи схемы на рис. 1 представлены на рис. 2.

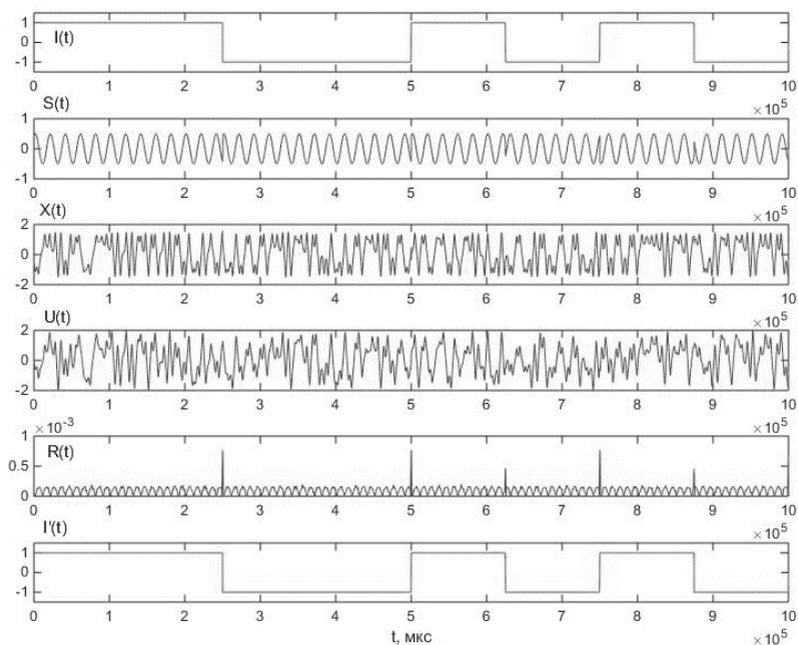


Рис. 2. Временные диаграммы функционирования схемы

На рис. 2 на первом графике показана исходная информационная последовательность $I(t)$, на втором результат двоичной фазовой манипуляции $S(t)$ информационной последовательности, следующий график показывает хаотический сигнал $X(t)$, далее график сигнала $U(t)$ полученного в результате аддитивно-

го сложения фазоманипулированного сигнала $S(t)$ с хаотическим сигналом $X(t)$, и на последний двух графиках изображены сигналы прохождения нелинейного фильтра $R(t)$ и восстановленная информационная последовательность $I'(t)$.

Математическое моделирование одного канала проводилось с добавлением белого гауссовского шума в канал оптической связи. Сбор статистики проводилось с разным уровнем отношения сигнал/шум по десять тысяч опытов на одно изменение.

Результаты моделирования показали работоспособность предложенной системы связи с хаотическим маскированием сигналами систем Дуффинга–Холмса с хаотической динамикой. При воздействии белого гауссовского шума канал показал относительную стабильность на +7 дБ и более отношения сигнал/шум, что вполне достаточно для оптической системы связи.

Литература

1. *Буткевич Ю. Р., Афанасьев В. В.* Избирательное подавление сигналов нелинейных динамических систем Дуффинга–Холмса в системах с шумовым маскированием // Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: материалы Всероссийской научно-технической конференции (г. Самара, 21–23 апреля 2020 г.). Самара: Вектор, 2020. С. 48–50.

2. *Буткевич Ю. Р., Афанасьев В. В.* Селективное подавление хаотических сигналов дискретно-нелинейных систем Дуффинга–Холмса с динамическим хаосом // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества: тезисы докл. I Российск. научн. конф. (Омск, 6-8 октября 2020 г.). Омск: ОНИИП, 2020.

Попов Н.С., Аносов В.Н., Вильбергер М.Е., Домахин Е.А.
(Новосибирск, НГТУ НЭТИ)

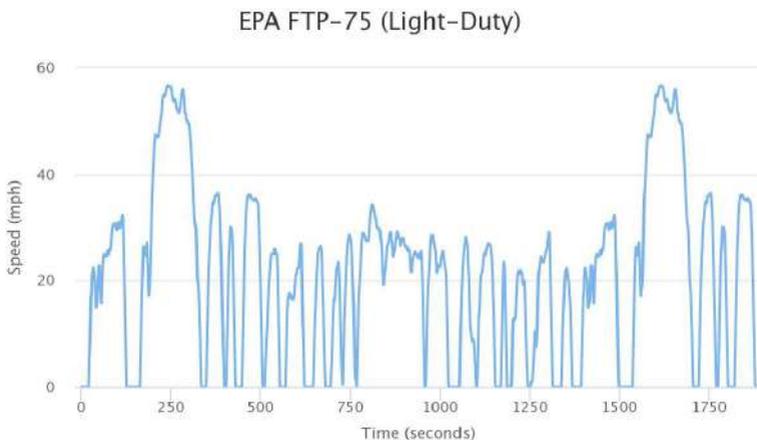
УВЕЛИЧЕНИЕ ЗАПАСА ХОДА АВТОНОМНОГО ТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА ЗА СЧЁТ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ

Развитие электрических автономных транспортных средств с каждым годом набирает все большие обороты. Повышается

технологичность такого транспорта и интерес научных кругов к вопросам повышения их энергоэффективности.

Анализ современных технологий и подходов к построению систем управления автономными транспортными системами [1] показывает развитие направлений с применением искусственного интеллекта, а также подходов с прогнозирующим управлением. В таком случае, одной из главных задач по оптимизации энергопотребления, приводящему к увеличению запаса хода, является разработка энергооптимальной стратегии управления переменными, отвечающими за режимы работы транспортного средства. Также стоит отметить важность задачи по разработке наблюдателей параметров режимов работы транспортного средства, недоступных прямому измерению, используемых в качестве сигналов обратных связей и необходимых для организации системы управления. Распространенными в настоящее время являются наблюдатели Люенбергера, дифференцирующие фильтры [2], фильтры Калмана и др.

В работе проведен сравнительный анализ классической системы стабилизации скорости и методов с применением нечеткого управления. В качестве объекта исследования принято автономное безрельсовое транспортное средство типа «электромобиль». В качестве графиков движения рассматривается городской цикл движения транспортного средства типа EPA FTP-75, представленный на рисунке.



Цикл движения транспортного средства типа EPA FTP-75

Задачей разрабатываемой системы управления является оптимизация энергопотребления транспортного средства с сохранением динамики движения.

Проведенное исследование показывает реализуемость задачи увеличения запаса хода транспортного средства, а также предлагает методику построения системы управления транспортным средством с применением нечеткой логики.

Литература

1. *Karl Johan Astrom, Tore Haggglund. PID controllers: [theory, design, and tuning].* ISA, Research Triangle Park, 2. ed. edition, 1995.

2. *Панкратов В. В., Нос О. В., Зима Е. А. Избранные разделы теории автоматического управления: учеб. пособие.* Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. 223 с.

Петров О.А.
(Чебоксары, ОАО «ВНИИР-Прогресс»)

МОДЕЛИРОВАНИЕ И РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ ДУГОГАСИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КОМБИНИРОВАННОГО МАГНИТНОГО ДУТЯ

В новых вибро- и удароустойчивых контакторах постоянного тока [1] разработана конструкция дугогасительной камеры с продольной щелью с созданием поперечного магнитного дутья. Гашение критических токов в камере происходит за счет применения постоянных магнитов.

Согласно [2, 3] существует оптимальное значение напряженности магнитного поля дугогасительной системы, при котором износ контактов электрического аппарата минимален. В связи с отсутствием в литературных источниках сведений по необходимой напряженности поля для широко применяемых контактов типа КМК-А10 были проведены экспериментальные исследования по определению оптимальной напряженности поля серийной катушки при коммутации индуктивной нагрузки. В процессе исследований определялись зависимости времени

дуги и значения перенапряжений от напряжённости поля в зоне дуги отечественных и зарубежных контакторов.

С учетом результатов проведенных исследований была спроектирована дугогасительная система, эскиз и схема замещения которой приведены на рис. 1.

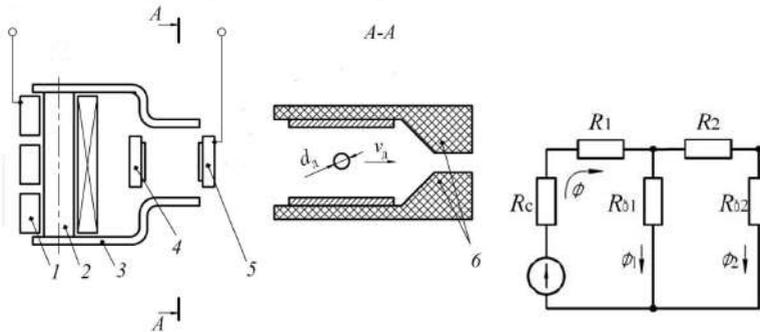


Рис. 1. Катушка магнитного дутья: 1 – серийная катушка, 2 – сердечник, 3 – стальной полюс; 4 – неподвижный контакт, 5 – подвижный контакт; 6 – стенки камеры; Φ_2 – магнитный поток в межконтактном промежутке

Значения напряженности магнитного поля в области межконтактного промежутка можно рассчитать, например, методом участков. Уравнение магнитной цепи:

$$F_{\delta} = I_{\delta} N = \frac{I}{2} N = H_c l_c + 2H_1 l_1 + 2H_2 l_2 + F_2 R_{\delta 2}.$$

Максимальный коммутируемый контактором ток равен $4I_{\text{ном.р}}$. Индукция в межконтактном зазоре $B_2 = \Phi_2 / S_2$, напряженность магнитного поля $H_2 = B_2 / \mu_0$.

Параллельно проводилось моделирование дугогасительных систем в среде COMSOL Multiphysics 4.3 (рис. 2). Зависимости

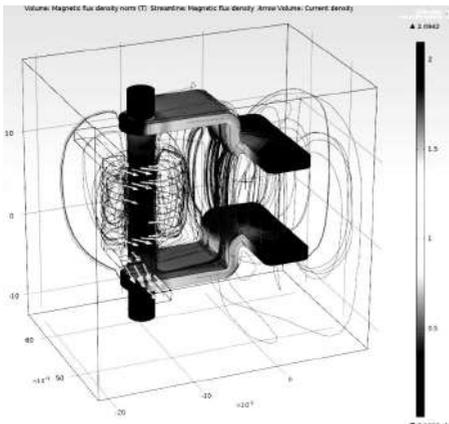


Рис. 2. Модель магнитной системы дугогасительного устройства в среде COMSOL Multiphysics 4.3

напряжённости поля в межконтактном зазоре и времени дуги от тока для дугогасительного устройства контактора на ток 100 А с рассчитанными параметрами приведена на рис. 3.

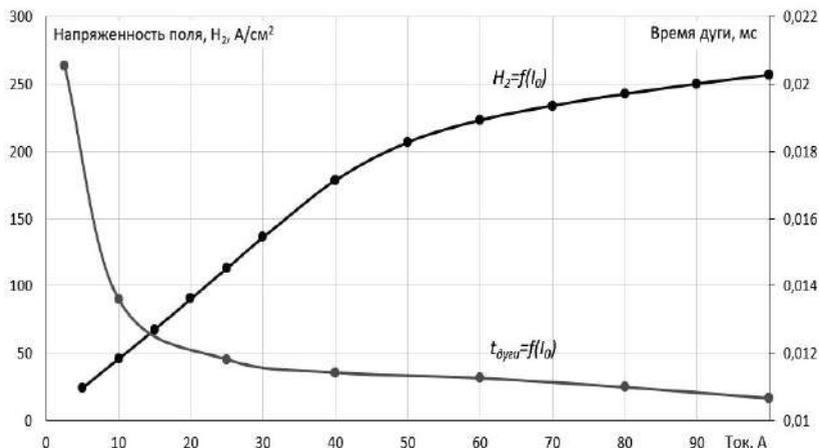


Рис. 3. Зависимость напряжённости магнитного поля в межконтактном зазоре и времени дуги от величины отключаемого тока

В результате моделирования и расчета получены оптимизированные по массогабаритным показателям, напряженности магнитного поля и времени дуги конструкции дугогасительных систем контакторов.

Литература

1. Новые контакторы постоянного тока серии КЭ16П повышенной механической устойчивости / М. М. Афанасьева [и др.] // Труды Академии электротехнических наук Чувашской Республики. 2016. № 1. С. 42–45.
2. Сахаров П. В. Проектирование электрических аппаратов / П. В. Сахаров. М.: Энергия, 1971. 560 с.
3. Нежданов В. Т., Нежданов И. Б. Аппараты низкого напряжения. М.: ЦНИИЭП, 1961.

Гаврилов А.В., Печенкин А.Ю.
(Ижевск, ИжГТУ)

ПРОБЛЕМА РЕАЛИЗАЦИИ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ НА АППАРАТНОЙ ПЛАТФОРМЕ

В настоящее время существует большое разнообразие нейронных сетей, позволяющих осуществлять отслеживание объектов. Однако подавляющее их большинство способно работать лишь на производительных стационарных компьютерах, которые не всегда удобны для применения в реальных условиях, в виду крупных габаритов и большой потребляемой мощности.

Для реализации в качестве алгоритма отслеживания выбрана нейронная сеть GOTURN [Лит.]. Она является одним из самых быстрых трекеров, представленных на сегодняшний день. На стационарных компьютерах её производительность превышает 100 кадров в секунду.

Первым шагом к реализации искусственной нейронной сети на устройстве является выбор аппаратной платформы. Были рассмотрены следующие варианты: встраиваемые компьютеры; одноплатный компьютер Raspberry Pi; устройства, разработанные на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС).

Встраиваемые компьютеры, как правило, оснащаются процессором intel средней (семейства core i5) или малой (семейства atom или celeron) мощности, а также оперативной памятью от 2 до 8 Гб. Их главным недостатком являются относительно крупные габариты, большая масса (масса самых компактных экземпляров составляет 700 граммов) и высокий уровень энергопотребления.

Raspberry Pi лишена недостатков устройств описанных выше. Устройство помещается на ладони, его масса составляет 46 граммов, а энергопотребление держится на уровне 7 Вт. Однако производительность данного компьютера не позволяет использовать его для работы нейронной сети в режиме реального времени, так как частота кадров не превышает 5 кадров в секунду.

Реализация на ПЛИС сложнее. Но при этом у данной платформы относительно низкое энергопотребление, а также есть возможность получить прирост производительности для работы в реальном времени за счет большего числа вычислительных ресурсов.

Для ПЛИС компании Xilinx существует платформа Vitis AI, созданная для реализации нейронных сетей на их устройствах, однако на сегодняшний день она поддерживает только определенные виды слоев и определенные архитектуры сетей.

Так, например, Vitis AI не поддерживает слои нормализации LRN (Local Response Normalization), которые присутствуют в архитектуре GOTURN. Эти слои были заменены на поддерживаемые (BatchNorm + Scale), а затем было выполнено обучение нейронной сети на базе данных заново.

Помимо оптимизации структуры программной составляющей трекера было разработано и изготовлено устройство на базе ПЛИС. Готовое устройство в корпусе имеет следующие габариты: длина 114 мм, ширина 63 мм, высота 15 мм. Масса не превышает 200 граммов. В результате реализованная на ПЛИС Xilinx нейронная сеть GOTURN демонстрирует производительность на уровне 25–30 кадров в секунду, достаточную для нормальной работы в режиме реального времени.

Литература

Held D., Thrun S., Savarese S. Learning to track at 100 fps with deep regression networks // arXiv preprint arXiv: 1604.01802, 2016.

Хабибуллин Р.Д., Бардин Д.А.
(Ижевск, ИжГТУ)

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК И ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИНТЕЗА ЭЛЕМЕНТОВ С ФРАКТАЛЬНЫМ ИМПЕДАНСОМ НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНЫХ C-R-NC И R-C-NR СТРУКТУР

В современном мире во многих практических задачах широко используется аналоговое схемотехническое моделирование. Однако в случае систем дробного порядка его реализация требует наличия специфических двухполюсных пассивных элементов, в которых связь между током и напряжением описывается дифференциальным уравнением дробного порядка. В таких элементах импеданс зависит от частоты не в целой степени, как у обычных емкостных

или индуктивных элементов, а в дробной степени a ($0 < a < 1$). Такие элементы называются элементами с фрактальным импедансом (ЭФИ). В широком смысле ЭФИ являются обобщением резистивных (R), индуктивных (L) и емкостных элементов (C) элементов, широко используемых в радиоэлектронике, вычислительной технике, электронных системах управления и при аналоговом моделировании физических процессов не электрической природы [1].

Наиболее популярными ЭФИ на данный момент являются конструкции, построенные на основе многослойной резистивно-емкостной среды с контролируемыми геометрическими и электрофизическими параметрами среды. Эти элементы конструктивно выполняются в виде интегральных конструкций, изготовленных с помощью стандартных технологий, используемых для создания пленочных или полупроводниковых микросхем. Такие элементы называются резистивно-емкостными элементами с распределенными параметрами (RC-ЭРП) [1]. На рис. 1 представлены поперечные разрезы одномерных однородных RC-ЭРП на основе структур R-C-NR и C-R-NC.

Для создания ЭФИ на основе одномерных однородных RC-ЭРП используется несколько RC-ЭРП, объединенных между собой схемотехнически и конструктивно в один электронный компонент.

Целью данной работы явилось проведение сравнительного анализа характеристик синтезированных элементов с фрактальным импедансом на основе многослойных C-R-NC и R-C-NR структур, где N – коэффициент, показывающий соотношение удельных емкостей (сопротивлений) структуры. В качестве программного обеспечения используются специализированные программы синтеза, созданные в среде Matlab.

Для синтеза ЭФИ в программах предусмотрено использование четырех одномерных однородных RC-ЭРП. Варьируемыми параметрами этих линий являются длины L_i , погонное сопротивление слоя $R_{уд}$, погонная емкость $C_{уд}$ между резистивными слоями и коэффициент N , одинаковые для всех линий. Все физически возможные соединения между линиями представлены в виде матриц инцидентности I_k . В программе реализован генетический алгоритм (ГА) поисковой оптимизации целевой функции в пространстве параметров L_i , $R_{уд}$, $C_{уд}$, N и I_k . Результатом работы программы является схема внутренней коммутации, длины L_i , погонные параметры

слоев, коэффициент, обеспечивающий выполнение заданной формы ФЧХ импеданса ЭФИ в заданном диапазоне частот [2].

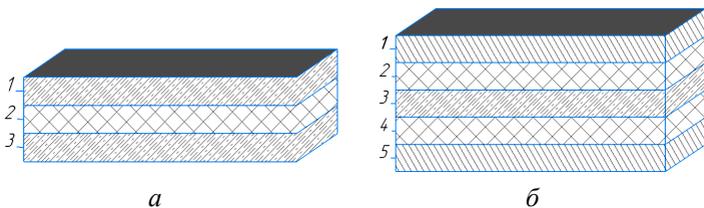


Рис. 1. Поперечные разрезы одномерных однородных RC-ЭРП на основе структур R-C-NR (*a*) и C-R-NC (*б*); на рисунке *a*: 1 – верхний резистивный слой, 2 – слой диэлектрика, 3 – нижний резистивный слой; на рисунке *б*: 1 – верхний слой металлизации, 2 – верхний слой диэлектрика, 3 – резистивный слой, 4 – нижний слой диэлектрика, 5 – нижний слой металлизации

Синтез проведём в частотной области от 1 кГц до 1 МГц, формы ФЧХ входного импеданса примем постоянными фиксированными величинами с определенным допуском в диапазоне -5° до -85° .

В качестве примера рассмотрим приведённые на рис. 2 ФЧХ синтезированных RC-ЭРП на основе структур R-C-NR (рис. 2, *a*) и C-R-NC (рис. 2, *б*). Синтез проводился для постоянной фазы, равной $-55 \pm 1^\circ$. Наглядно видно, что RC-ЭРП на основе структуры C-R-NC удовлетворяет заданным условиям на более широком диапазоне частот. На рис. 3 представлены конструктивные и технологические параметры структур, а также схема соединений (в используемой программе синтеза структур вида C-R-NC (рис. 3, *б*) параметр M является коэффициентом N , показывающим соотношение удельных емкостей структуры).

В целом при многократном проведении синтеза для различных значений постоянной фазы обнаружены следующие закономерности: время синтеза в среднем достигает порядка 1–2 минуты, но при синтезе RC-ЭРП на основе структур R-C-NR в диапазоне постоянной фазы от -45° до -85° время синтеза резко возрастает, а результаты зачастую выходят за пределы заданного диапазона; при синтезе RC-ЭРП на основе структур C-R-NC в диапазоне постоянной фазы от -5° до -45° наблюдается схожий эффект и в более выраженном виде. Из этого можно сделать вывод, что для синтеза в диапазоне постоянной фазы от -5° до -45°

лучше подходят структуры R-C-NR, а в диапазоне постоянной фазы от -45° до -85° C-R-NC соответственно.

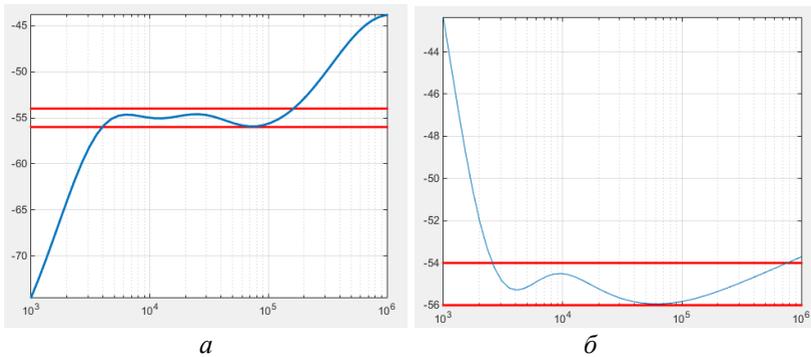


Рис. 2. ФЧХ входного импеданса синтезированных RC-ЭРП на основе структур R-C-NR (а) и C-R-NC (б)

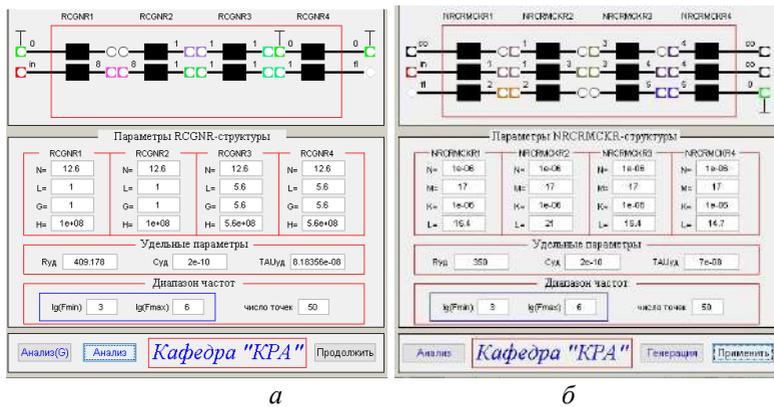


Рис. 3. Полученные схемы соединений и технологические параметры синтезированных структур на основе структур R-C-NR (а) и C-R-NC (б)

Литература

1. Двухполюсные элементы с фрактальным импедансом и их применение в радиотехнике и связи / П. А. Ушаков [и др.] // Вестник ИжГТУ. 2020. № 23. С. 75–105.
2. Проектирование функциональных устройств микроэлектроники на основе резистивно-емкостных сред: учебно-методическое пособие / сост.: П. А. Ушаков. Ижевск: ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, 2018. 87 с.

3. Шамсиахметов О. Я., Хабибуллин Р. Д. Поиск визуальных фрактальных размерностей окружающего мира // Сб. материалов XII Междунар. науч.-техн. конф. «Приборостроение в XXI веке – 2016. Интеграция науки, образования и производства». М: Издательство ИЖГТУ имени М.Т. Калашникова. 2016. С. 116–120.

Кинев Е.С.¹, Тяпин А.А.^{1,2}, Пантелеев В.И.²,
Первухин М.В.², Литовченко А.В.²
(Красноярск, ¹ООО Тепловые электрические системы;
²Сибирский федеральный университет)

ДИНАМИКА ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ШИМ-МОДЕЛЕЙ ИНДУКЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

При построении моделей индукционных устройств возникает необходимость учитывать изменение параметров индукционного нагревателя в технологическом режиме, а также при изменении параметров электропитания [1]. В первом приближении задачу моделирования электромагнитного состояния индуктора можно решать как совокупность стационарных режимов [2]. Для уточненного расчета применяют модели в пространстве состояний, учитывающие изменения свойств загрузки в ходе нагрева [3]. Исследование выполняют как многовариантный численный эксперимент с применением программных симуляторов [4]. Численные модели динамических двухполюсников формируют на основе закономерностей импульсного регулирования. Аналоговое регулирование компонентов схем замещения в среде моделирования эксперимента с матричной реализацией вычислительных алгоритмов не представляется возможным [5]. Для управления моделями индукционных устройств можно применить кодовое импульсное управление (КИУ). Такой подход к построению параметрических матричных компонентов цепи имеет достоинства и недостатки [6]. Например, большая размерность численных моделей с переключаемыми элементами может приводить к конфликтам в ходе вычислений, обусловленным высокой дискретизацией временных интервалов при построении итерационных процессов [7].

Одним из возможных путей снижения размерности матричных моделей может послужить применение широтно-импульсного управления (ШИУ) переключаемыми устройствами. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) нашла широкое применение в качестве средства управления режимными параметрами силовых электронных компонентов [8]. Для использования ШИМ управления системными параметрами объектов, средствами имитационного моделирования необходимо обеспечить переход к дискретному управлению сопротивлением или проводимостью. Для этого широко используют модели управляемых источников напряжения и тока, транзитные свойства которых имеют во временной области характер переходного сопротивления или проводимости [9].

Пример однофазного индукционного нагревателя для экструзии алюминиевых слитков с массой до 100 кг показан на рис. 1, а. Упрощенная схема подключения индукционного нагревателя в трёхфазную распределительную сеть приведена на рис. 1, б. Для равномерного распределения нагрузки между фазами используют симметрирующее устройство с реактивными компонентами, – силовой конденсаторной батареей и дросселем, подключенными на междуфазное напряжение. Практическую настройку индукционного нагревателя выполняют с использованием отводов. Для компенсации реактивной мощности отдельных секций индуктора и создания резистивного сопротивления электромагнитного индуктора с алюминиевой загрузкой локально параллельно обмоткам подключают батареи конденсаторов [10]. Анализ электромагнитных режимов устройства выполняют после построения схемной модели в среде симулятора [11] на основе упрощенной схемы индукционного комплекса, представленной на рис. 1, б.

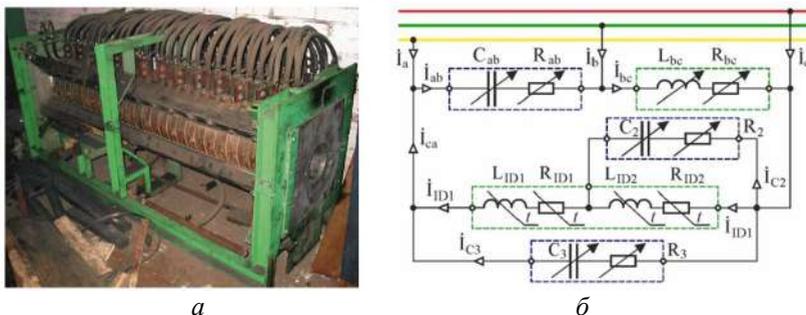


Рис. 1. Индукционный нагреватель и схема электропитания

Каждый элемент R_{ID} , L_{ID} цепи с изменяемыми параметрами, показанной на рис. 1, б, может быть представлен схемной моделью. В ходе реализации технологического режима индуктора, наиболее заметно меняется мощность потребления [12]. Поэтому методика построения регулируемых моделей ориентирована на резистивные компоненты схемы замещения. При динамическом регулировании источника питания и рассмотрении быстрых процессов модель рассматривается как параметрическая. Динамические модели с импульсным управлением можно применять при исследовании пусковых и переходных характеристик индукционного оборудования [13]. При рассмотрении тепловых процессов переходят к анализу совокупности установившихся режимов индукционного комплекса, используя представление элементов в динамической области, и увеличивая временные интервалы.

Фрагмент схемы с параметрическим элементом, показан на рис. 2, а. Схема макромодели, предназначенной для реализации принципа ШИУ, показана на рис. 2, б. Макромодель построена на базе идеального управляемого ключа, имеющего четырёхполюсную конструкцию. Двухполюсный ключ SU управляется мгновенным напряжением. Управляющая разность потенциалов должна быть приложена ко входным узлам 1-2 четырёхполюсника. Выходные узлы 5-6 импульсная модель периодически коммутирует идеальным безынерционным двухполюсным ключом. Клеммы 5-6 служат для виртуального подключения внешних компонентов макромодели.

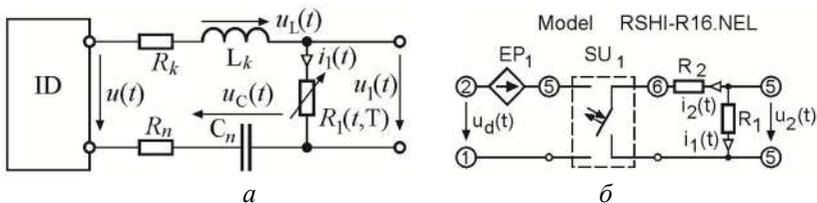


Рис. 2. Схемотехника параметрических моделей с ШИМ

Конструкция SU_1 , по умолчанию управляется напряжением прямой полярности, с настраиваемым порогом коммутации, например $U_K = 1$ В. В общем случае управляющим параметром может быть напряжение или ток. Сигнал управления в макромодели может быть смоделирован синусоидальным источником ES или импульсным источником EP несинусоидального (тре-

угольного, пилообразного и т.п.) напряжения. Макромодель может управляться сигналом из корневой цепи при передаче задания через модуль управления. Возможно программирование режима цепи из самой макромодели [14].

Особенности математического ядра использованного для моделирования динамических режимов индукционных устройств описаны в [15]. В симуляторе реализованы методы переменных состояния и дискретных моделей в совокупности с алгоритмами решения систем нелинейных дифференциальных уравнений [16]. Итерационные процедуры построены преимущественно на базе неявных методов численного интегрирования [17]. Матричная реализация гибридных численных моделей высокого порядка выполнена в элементном базисе модифицированного узлового анализа [18]. Для повышения эффективности вычислений реализованы алгоритмы уплотнения разреженных матричных массивов.

Принцип действия резистивной ШИУ-модели можно пояснить по характеристикам управления, представленным на рис. 3. При увеличении уровня напряжения управления с u_{1D} до u_{2D} уменьшается длительность включенного состояния ключа внутри элемента SU. Таким образом регулируют скважность коммутирующих импульсов. Процесс коммутации является периодическим с характеристиками длительности импульса t_p , для включенного состояния шунтирующего резистора R_2 и периода следования T_p .

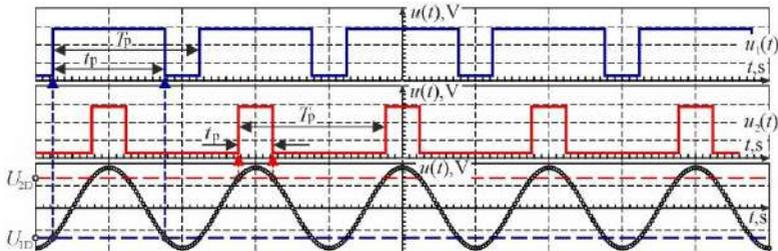


Рис. 3. Формирование ШИМ управления

Пример описания модели управляемого ШИМ-резистора приведен в табл. 1. Частота ШИМ равна $f = 5$ кГц и программируется в описании источника EP_1 . Амплитуда импульса принята равной единице. Начальное состояние ключа разомкнутое (код $[-1]$). Напряжение первого порога коммутации (замыкания) равно $U_1 = 5,0$ В, напряжение второго порога (размыкания) принято

выше порога обнаружения $U_2 = 1,0$ кВ. Дополняющая функция периодического размыкания ключа в модели не использована.

Табл. 1. Пример описания модели управляемого ШИМ-резистора

! RSHI- R16.NEL	! Упр U (3 4) 0...1V, $f = 5$ кГц R = 1 – 16 Ом		
R 1 (3 4) 16	EP 1 TAB (2 5) 0 2E-4 2E-4 5 / 3	R 2 (3 6) 1	
0 0 / 1E-4 1 / 2E-4 0,0	SU 1 (5 1 6 4) -1 10 1K	OUT 1 (5 2)	

В силу особенностей принципа широтно-импульсного управления регулировочные свойства резистивной модели удобно показать опосредованно через поведение режимных параметров цепи с реактивностями L и C . Характеристику регулирования ШИУ-модели резистора, в отличие от кодоимпульсной модели, не удастся наглядно представить при помощи ШИМ-переключения стандартного источника постоянного тока [19]. Динамику импульсно-управляемой цепи оказывается возможным оценить по кривым переходного напряжения с применением понятия постоянной времени, или по характеру колебательности, декременту затухания [20–22].

Пример описания электрической цепи рис. 2, *a* для варианта подключения макромоделли ШИУ-резистора к LC-цепи второго порядка показан в табл. 2. В качестве управляющего источника применен синусоидальный источник низкой частоты ES_1 . При однократной коммутации входного источника постоянной ЭДС E_1 получают динамические характеристики переходного процесса, показанные на рис. 4.

Табл. 2. Пример описания электрической цепи для варианта подключения макромоделли ШИУ-резистора к LC-цепи второго порядка

E 1 (0 5) 5	ES 1 (5 4) 5 10 90	OUT 2 (4 0)	OUT 2 (4 5)
E 1 (0 1) 10	L 1 (1 2) 0,02	C 1 (2 0) 250МК	OUT 1 (2 0)
MODEL RSHI-R16.NEL 0 4 2 0		APPC 0 0,4 REZ 20000 ZER	

Кривая 1 получена для значения амплитуды $E_m = 4$ В источника EP_1 опорного высокочастотного треугольного напряжения $u(t)$, кривая 2 – для $E_m = 10$ В. Чем длительнее присутствует достаточное напряжение управления, тем больше доля включенно-

го состояния ключа и продолжительнее шунтирование меньшим резистором большего.

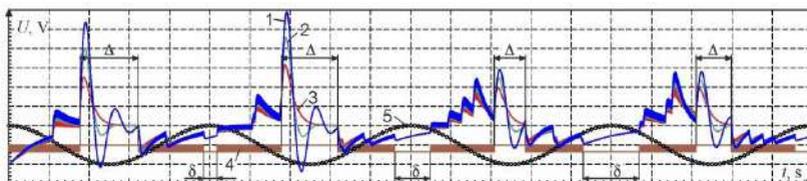


Рис. 4. Динамика цепи с ШИМ-моделью

Поскольку в ШИУ-модели коммутируется резистор большего номинала $16R$ резистором меньшего $1R$, в переходных кривых явно выражен колебательный процесс ($R > R_{кр}$), периодическое возникновение которого обусловлено соответствующим уменьшением модулирующего напряжения (ES_1) управления (кривая 3 на рис. 4). Участки в начале каждой характеристики (утолщенные линии, выделенные ярче) имеют зубчатый характер и соответствуют проявлению нагрузочных коммутационных процессов высокой частоты.

Кривые напряжения в контрольных точках цепи для разных значений сопротивления в ШИМ-модели резистивного элемента показаны на рис. 4. Характеристики 1, 2, 3 отражают динамику цепи при изменении вносимого импеданса с шагом $16R-8R-4R$. При этом, судя по кривой 3, колебательный характер процесса переходит в апериодический. Такое поведение цепи характерно при снижении эквивалентного сопротивления импульсной модели ниже критического (пограничного) значения. Характеристика 4 сопротивления резистивной модели, управляемой посредством ШИМ-генератора, показана коричневым цветом. Кривая представлена в масштабе напряжений с коэффициентом пропорциональности $k = R_2/R_1$. Размах изменения сопротивления отражает относительное значение критического сопротивления. Значение эквивалентного импеданса определяют с учетом элемента R_2 цепи (рис. 2, б). При частоте модуляции около 5 кГц импульсная последовательность 4 (рис. 4) для ШИМ-элемента сливается в сплошное поле и отдельные импульсы на графике неразличимы. Модулирующая синусоида 5 (рис. 4) выделена специальными неокрашенными символами. Можно заметить, что при одинаковых режимных параметрах управления (табл. 1) и частоте опорного напряжения уменьшение

номинала регулируемого резистора R_2 соответственно снижает колебательность переходного процесса. На графиках переходных характеристик отмечены характерные интервалы D и d для режимов наибольшего сопротивления импульсной модели и паузы управления ШИМ (ключ замкнут) соответственно.

Для сравнения характера переходного режима ШИМ-модели на рис. 5 показаны динамические кривые 1, 2, 3, 4 при подключении к LC-цепи регулируемого резистора с одинаковым значением сопротивления $16R$ при условии снижения управляющего напряжения в модели EP с шагом 100, 80, 60, 40 %. По характеристикам видно, что происходит сужение интервалов ШИМ-модуляции, при одновременном увеличении длительности $D = t_2 - t_1$ колебательного переходного режима. Значения самих интервалов времени при этом остаются динамическими параметрами, определяемыми управляющими закономерностями импульсного регулятора. Причем также динамически определяются паузы в модулирующем воздействии системы управления d_1, d_2, d_3 на режимные характеристики электрической цепи.

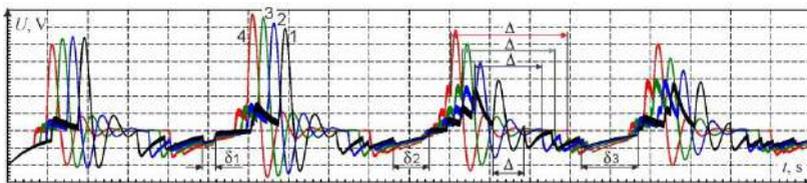


Рис. 5. Динамика цепи с ШИМ-моделью при регулировании

Судя по описанию, представленному в табл. 1, 2, можно отметить существенно меньший порядок модели ШИУ-резистора в сравнении с моделями КИУ-элементов, описанными в [23–25]. Это можно считать преимуществом макромоделей на основе принципа ШИМ вследствие уменьшения размерности матричного описания задачи. Следствием этого является возможность применять увеличенные (10^4 – 10^5) массивы расчетных точек при использовании переключаемых ШИУ-моделей для детального описания динамических процессов. Поскольку число ключей невелико, при выборе шага численного интегрирования дифференциальных уравнений коммутационного конфликта, как правило, не происходит [26]. Однако для моделей ШИУ существу-

ют коммутационные ограничения при использовании в цепях с индуктивностями, а также требование обеспечения малого возможного расчетного шага задачи ($h = Dt$) в связи со значительными частотами ШИМ.

Однако применение в параметрических моделях ШИМ-элементов в большинстве случаев имеет побочный эффект в виде необходимости блокировать проникновение ШИМ в остальные компоненты сложной цепи. Для этого применяют специальные меры программной или симуляционной фильтрации помех. Другим последствием применения ШИМ в параметрических моделях можно считать более сложный и менее очевидный, нежели в моделях с кодовым импульсным управлением, выбор режимов управления регулируемым параметром.

Заключение. Исследование показало принципиальную возможность применения ШИМ-управления для построения резистивных параметрических звеньев в составе моделей для расчета нестационарных режимов индукционных устройств. При проведении численного эксперимента в среде программного симулятора и определении режимных характеристик электромагнитного индуктора составляют схемотехническую макромодель устройства, опираясь на принципиальную схему индукционного комплекса. В результате численного моделирования получают совокупность переходных характеристик, по которым оценивают свойства индукционного оборудования и свойства режимных параметров при изменении импеданса. Рассмотренные параметрические элементы схемных моделей подлежат исключительно численному расчету, поскольку аналитическое исследование их режимов не представляется возможным. Применение рассмотренных параметрических моделей при увеличенных временных интервалах позволяет реализовать расчет совокупности установившихся режимов индукционного оборудования в символической области с применением метода векторных диаграмм для отображения полученных результатов.

Литература

1. *Базаров А. А., Павлова О. Е.* Электротехнический комплекс для нагрева слитков с равномерным энергопотреблением // Современное российское оборудование для повышения

надежности экономичности и безопасности энергетического комплекса России: Сборник научных трудов. Самара: СамГТУ, 2019. С. 6–9.

2. Energy modes of a three-section inductor for heating aluminum / *E. S. Kinev* [et al.] // *Journal of Physics: Conference Series*. Krasnoyarsk Science and Technology City Hall of the Russian Union of Scientific and Engineering Associations. Krasnoyarsk, Russian Federation. 2020. P. 52048.

3. *Тяпин А. А., Кинев Е. С.* Численный анализ режимов индукционной установки по параметрическим моделям // Сб. докл. XII Всеросс. науч.-техн. конф. «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике» (ИТЭЭ-2020). Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. 2020. С. 107–111.

4. Моделирование энергетических характеристик индукционных нагревателей / *А. А. Тяпин* [и др.] // Приоритетные направления инновационной деятельности в промышленности: Сборник научных статей VI междунар. науч. конф. 29-30 июня 2020 г. Часть 1. Казань: ООО «Конверт», 2020. С. 83–88.

5. Основы теории цепей / *Г. В. Зевеке* [и др.]. М.: Энергоатомиздат, 1989. 528 с.

6. Implementation of pulse-code control in parametric models of induction devises / *E. Kinev* [et al.] // *The Scientific Heritage*. 2021. No. 63-1 (63). PP. 53–61.

7. *Влах И., Сингхал К.* Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. М.: Радио и связь, 1988. 560 с.

8. *Williams B. W.* Principles and Elements of Power Electronics. Devices, Drivers, Applications and Passive Components. Glasgow. United Kingdom. 2006. 1432 p. ISBN: 978-0-9553384-0-3.

9. *Tyapin A. A., Kinev E. S.* Fundamentals of PWM Inverter Control Strategy of Linear Metallurgical MHD Machine. The scientific heritage. Budapest. 2020. No. 51-1. Vol. 1. PP. 63–67. ISSN 9215-0365.

10. *Алиферов А. И., Луни С., Форзан М.* Электротехнологические установки и системы. Установки индукционного нагрева. Новосибирск: НГТУ, 2017. 160 с.

11. *Герман-Галкин С. Г.* Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. СПб.: Корона–Век, 2008. 368 с.

12. *Кинев Е. С., Тяпин А. А., Ефимов С. Н.* Комбинированное включение обмоток при модернизации индукционного нагревателя // Энергобезопасность и энергосбережение. 2020. № 4. С. 39–48.
13. *Shaffer R.* Fundamentals of Power Electronics with MATLAB. Charles River Media, Boston, Massachusetts, USA. 2007. 401 p.
14. *Kinev E., Tyapin A.* Three-phase inductor performance correction using local resonances // The Scientific Heritage. 2020. No. 48-1 (48). PP. 36–44.
15. *Чуа Л. О., Лин Пен-Мин.* Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы. Пер. с англ. М.: Энергия, 1980. 640 с.
16. The Industrial Electronics Handbook. Power electronics and motor drives. В. М. Wilamowski and J. D. Irwin edition. Taylor and Francis Group, LLC. Boca Raton, London, New York, USA. 2011. 974 p.
17. *Мальшиев И. В.* Схемотехника импульсных и цифровых устройств. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2014. 397 с.
18. *Chua L. O, Desoer C., Kuh E.* Linear and nonlinear circuits / McGraw-Hill, New York. 1987. 839 p. ISBN 0-07-010898-6.
19. *Tyapin A. A., Kinev E. S.* Application of the inductor modeling technique for designing a series of induction devices // The scientific heritage. Budapest. 2020. No. 50-1. Vol. 1. PP. 61–65. ISSN 9215-0365.
20. *Королев Г. В.* Электронные устройства автоматики. М.: Высшая школа, 1991. 256 с.
21. Моделирование переходных процессов в линейных и нелинейных электрических цепях / *Е. А. Карпов* [и др.]. Красноярск: СФУ, 2019. 189 с.
22. *Данилов Л. В., Матханов П. Н., Филиппов Е. С.* Теория нелинейных электрических цепей. Л.: Энергоатомиздат, 1990. 256 с.
23. *Захаров В. К., Лыпарь Ю. И.* Электронные устройства автоматики и телемеханики. Л.: Энергоатомиздат, 1984. 432 с.
24. *Титов В. С., Иванов В. И., Бобырь М. В.* Проектирование аналоговых и цифровых устройств. М.: Инфа-М, 2014. 143 с.
25. *Баушев В. С., Бондарь В. А., Легостаев Н. С.* Расчет и проектирование электронных схем. Томск: Изд-во Томского ун-та, 1990. 256 с.
26. Моделирование и оптимизация на ЭВМ радиоэлектронных устройств / Под ред. З.М. Бененсона. М.: Радио и связь, 1981. 272 с.

Афанасьев А.А.¹, Генин В.С.¹,
 Ваткин В.А.², Ефимов В.В.², Малинин А.И.², Токмаков Д.А.²
 (Чебоксары, ¹ЧГУ; ²АО «ЧЭАЗ»)

АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЯ В МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ВЕНТИЛЬНОМ ДВИГАТЕЛЕ

Аналитическая модель вентильного двигателя с постоянными магнитами может быть получена путём разбиения его активной области на совокупность геометрически однородных полос, соответствующих ярмам, зубцам сердечников, их наружным областям, магнитам, воздушному зазору, и использования технологии разделения переменных Фурье.

В качестве источников магнитного поля помимо токов обмотки статора выступают намагничённости магнитотвёрдых (магнитов) и магнитомягких (ферромагнитных) сред. Намагниченность M_i i -ой среды

$$M_i = \frac{B_i}{\mu_0} - H_i$$

может находиться с помощью кривых намагничивания.

Скалярные магнитные потенциалы и нормальные составляющие магнитной индукции в полосах согласно методу разделения переменных Фурье могут описываться выражениями [1–3]

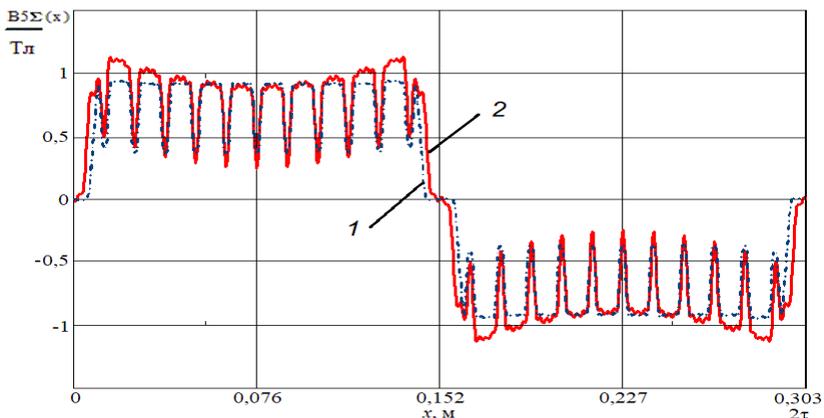
$$\begin{aligned} \dot{u}_n(x, y) &= \dot{a} \sum_{k=1}^{\infty} (B_{nk} e^{ksy} + C_{nk} e^{-ksy}) \sin ksx, \\ B_{ny}(x, y) &= \mu_0 \frac{\partial}{\partial y} \dot{u}_n + \dot{a} \sum_{k=1}^{\infty} M_{nyk} \sin ksx, \\ \dot{i} &= \mu_0 \dot{a} \sum_{k=1}^{\infty} (-ksB_{nk} e^{ksy} + ksC_{nk} e^{-ksy} + M_{nyk}) \sin ksx, \end{aligned}$$

где n – номер полосы; $s = p/t$, t – полюсное деление;

$\dot{a} \sum_{k=1}^{\infty} M_{nyk} \sin ksx$ – средняя намагничённость n -ой полосы, представленная в виде тригонометрического ряда;
 B_{nk} , C_{nk} – неизвестные постоянные, определяемые из условий

равенства магнитных потенциалов и радиальных магнитных индукций на границах полюсов.

Результаты расчёта распределения магнитной индукции в центре воздушного зазора вентильного двигателя серии 7ДВМ на холостом ходу по предложенной методике и полученные моделированием в пакете ELCUT представлены на рисунке. Из сопоставления этих результатов следует сделать вывод об их достаточно хорошем соответствии.



Распределения магнитной индукции в воздушном зазоре на холостом ходу, полученные аналитическим (1) и численным методом (2)

Таким образом, предложенная методика расчёта магнитного поля магнитоэлектрического вентильного двигателя позволяет корректно рассчитать его нелинейную магнитную цепь с учетом намагниченности ферромагнитных участков.

Литература

1. *Поливанов К. М.* Теоретические основы электротехники, ч. 3. Теория электромагнитного поля. М.: Энергия, 1969. 352 с.
2. *Полянин А. Д.* Справочник по линейным уравнениям математической физики. М.: Физматлит, 2001. 576 с.
3. *Боголюбов А. Н., Кравцов В. В.* Задачи по математической физике: учеб. пособие. М.: Изд-во МГУ, 1998. 350 с.

Матвеев Е.К., Иванов В.С., Славутский А.Л., Андреев О.Н.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО «Юнител Инжиниринг»)

НЕЙРОАЛГОРИТМ ДЛЯ КОРРЕКЦИИ ТОКА ПРИ НАСЫЩЕНИИ ТРАНСФОРМАТОРА

При коммутациях и аварийных режимах энергосетей возникают эффекты насыщения трансформаторов тока (ТТ), результатом которых является значительное нелинейное искажение тока во вторичной обмотке [1–3]. Коррекция тока во вторичной обмотке является одной из важнейших задач при разработке быстродействующих дифференциальных защит [4]. В настоящей работе предлагается для решения этой задачи использовать простейшую искусственную нейронную сеть (ИНС) прямого распространения (персептрон) [5, 6]. Поскольку обучение и тестирование ИНС требует значительной выборки записей сигнала [7], моделирование ТТ для упрощения вычислений проводится на качественном уровне.

Для моделирования сигналов тока $I_2(t)$ во вторичной обмотке ТТ использованы следующие простейшие формулы, качественно обеспечивающие, в целом, описание формы сигнала:

$$I_1(t) = A_r [\exp(-B_r t) - \cos(2\pi f t)],$$

$$H(t) \sim w_1 I_1(t),$$

$$B = F(H),$$

$$I_2(t) = w_2 \frac{dB}{dt}.$$

Здесь $I_1(t)$ – ток в первичной обмотке ТТ, форма которого определяется промышленной частотой $f = 50$ Гц, амплитудой основной гармоники A_r и аperiodической составляющей с постоянной времени $t = 1/B_r$, w_1, w_2 – постоянные коэффициенты, пропорциональные числу витков в обмотках. $B(H)$ – функция намагничивания сердечника, которая подбирается эмпирически, в простейшем случае – в виде арктангенса.

При использовании ИНС необходимо по дискретным значениям тока $I_2(t)$ оценить параметры входного тока A_r , B_r ,

которые задаются в виде случайных чисел при ее обучении [6]. Они могут быть получены после коррекции тока во вторичной обмотке с учетом коэффициента трансформации и сдвига фазы в «идеальном» ТТ с линейной характеристикой.

На рис. 1 приведен пример сигнала тока $I_2(t)$ и его форма после коррекции.

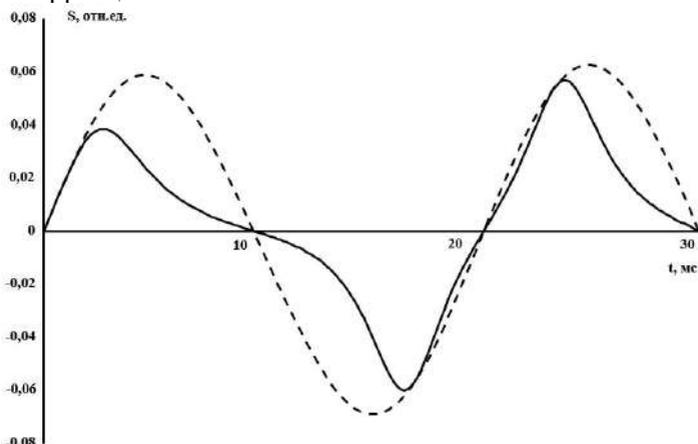


Рис. 1. Пример искажения сигнала тока при насыщении ТТ

На рис. 2 приведена структура ИНС.

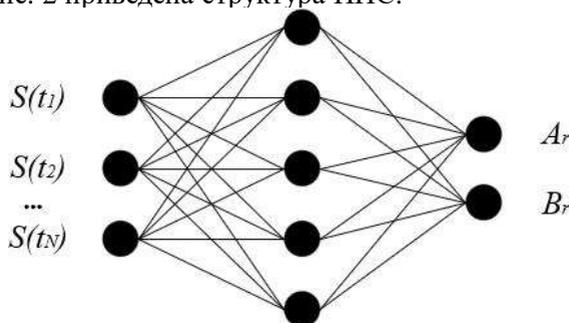


Рис. 2. ИНС для анализа параметров сигнала

На вход сети подаются временные отсчёты сигнала $I_2(t)$ в соответствии с частотой его оцифровки. На выходе – искомые параметры $I_1(t)$. Число входных нейронов соответствует интервалу времени, за которое необходимо произвести коррекцию тока ТТ.

На рис. 3 приведен пример распределения ошибок при дискретизации с частотой 24 отсчёта на периоде сигнала и обучении ИНС с B_r на выходе. Как видно из рис. 3, максимальная ошибка не превышает 7,5 %. Точность восстановления амплитуды оказывается значительно выше и ошибки не превышают одного процента. В целом качество коррекции тока при помощи ИНС соответствует данным, полученным для переходных процессов без нелинейных искажений [8].

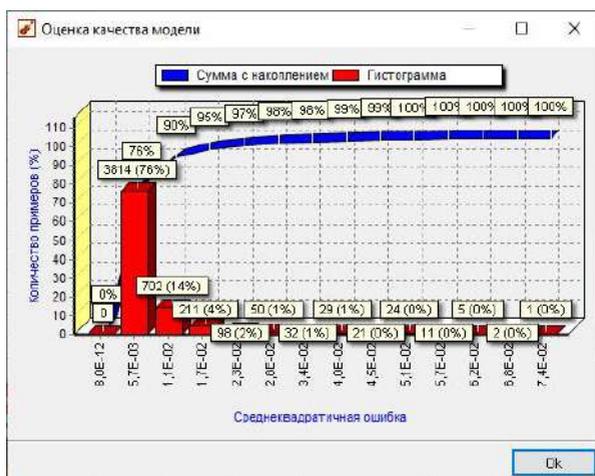


Рис. 3. Гистограмма распределения ошибок ИНС при распознавании постоянной времени сигнала

Таким образом, нейросетевые алгоритмы могут эффективно использоваться для высокоточной коррекции тока при насыщении трансформаторов за интервал времени, соответствующий, по оценкам, менее чем полупериоду промышленной частоты.

Литература

1. *Король Е. Г.* Анализ методов моделирования магнитных характеристик электромагнитов для компенсации магнитного поля электрооборудования // *Электротехника и Электромеханика (Electrical engineering & Electromechanics)*. 2007. № 2. С. 31–34.

2. *Славутский А. Л.* Применение алгоритма Доммеля для моделирования цепи с полупроводниковыми элементами и клю-

чами с ШИМ управлением // Вестник Чувашского университета. 2014. № 2. С. 57–65.

3. *Славутский А. Л.* Учет остаточной намагниченности в трансформаторе при моделировании переходных процессов // Вестник Чувашского университета. 2015. № 1. С. 122–130.

4. *Кужеков С. Л., Худельман Г. С.* Обеспечение правильной работы микропроцессорных устройств дифференциальной защиты при насыщении трансформаторов тока // Электромеханика. 2009. № 4. С. 12–17.

5. *Кощев М. И., Славутский А. Л., Славутский Л. А.* Простые нейросетевые алгоритмы для волнового метода определения места повреждения электросети // Вестник чувашского университета. 2019. № 3. С. 110–118.

6. *Славутская Е. В., Славутский Л. А.* О выборе структуры искусственных нейросетей и алгоритмов анализа психодиагностических данных // Казанский педагогический журнал. 2020. № 5 (142). С. 202–211.

7. *Сучков В. О., Ядарова О. Н., Славутский Л. А.* Дистанционный ультразвуковой контроль воздушного потока на основе искусственной нейронной сети // Вестник Чувашского университета. 2015. № 1. С. 207–212.

8. *Кощев М. И., Славутский А. Л., Славутский Л. А.* Элементарный персептрон как инструмент анализа переходных процессов // Вестник чувашского университета. 2020. № 3. С. 84–93.

Иванов С.О., Никандров М.В. Ларюхин А.А.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО «Интеллектуальные сети»)

О ВОЗМОЖНОСТИ НЕЙРОСЕТЕВОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ АНОМАЛИЙ В РЕЖИМАХ РАБОТЫ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ

Аппарат искусственных нейронных сетей (ИНС) всё более широко применяется в электротехнике и электроэнергетике для моделирования [1] и обработки сигналов [2], в том числе, для решения задач информационной безопасности [3–5].

Нейроалгоритмы для моделирования характеристик срабатывания защит, даже на основе элементарного персептрона (рис. 1),

демонстрируют быструю сходимость и высокое качество соответствующих ИНС-моделей [1]. С другой стороны, если внести в случайную тестовую выборку регулярные составляющие (такие как синус, меандр, постоянное смещение) с минимальной амплитудой, сравнимой со значением уставки в единицы процентов от порогового значения, число нераспознанных ИНС-моделью значений существенно возрастает (рис. 2). Даже при увеличении размера обучающей выборки влияние такой аномалии сохраняется (рис. 3).

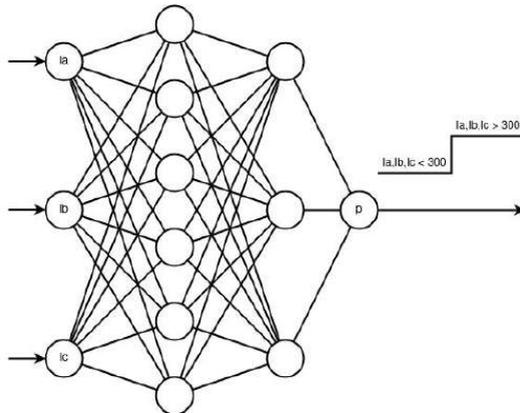


Рис. 1. Структура нейросетевой модели МТЗ

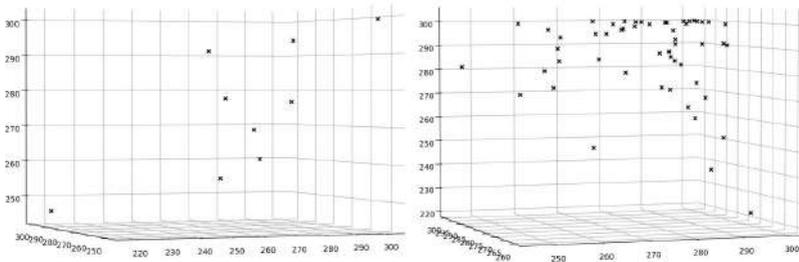


Рис. 2. Распределение нераспознанных значений по случайной выборке токов трех фаз (слева – без модуляции, справа – с модуляцией по синусоидальному закону)

Таким образом, нейромоделирование, как инструмент обнаружения аномалий в информационном обмене энергетического оборудования, может использоваться в качестве «наблюдателя» для мониторинга информационных потоков, без влияния на систему управления устройствами РЗА.

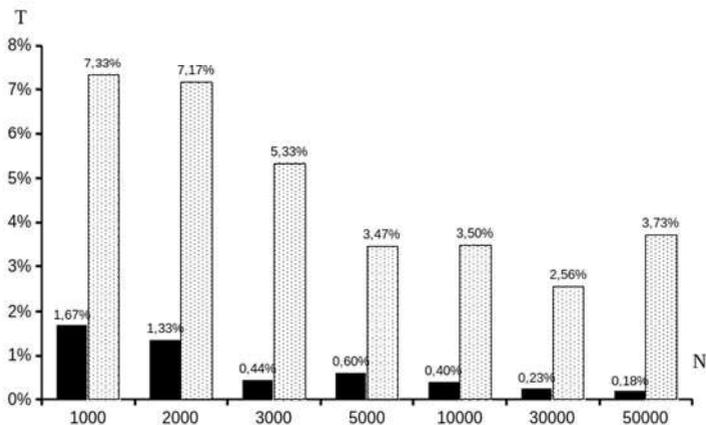


Рис. 3. Точность распознавания тестовых данных (без модуляции и с модуляцией по синусоидальному закону) в зависимости от размера обучающей выборки

Литература

1. Оценка точности нейромоделирования характеристик срабатывания максимальной токовой защиты в трехфазной сети / С. О. Иванов [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2021. № 1. С. 68–77.

2. Сучков В. О., Ядарова О. Н., Славутский Л. А. Дистанционный ультразвуковой контроль воздушного потока на основе искусственной нейронной сети // Вестник Чувашского университета. 2015. № 1. С. 207–212.

3. Laruhin A., Nikandrov M., Slavutskii L. Anomalous modes recognizing secondary equipment in electric power industry: adaptive neuro algorithms // 2019 International Ural conference on electrical power engineering: Proceedings URALCON 2019. С. 399–403.

4. Комплекс обеспечения контролируемой деградации системы управления энергообъекта при киберинцидентах / И. Г. Назаров [и др.] // Вестник Чувашского университета. № 1. 2018. С. 146–152.

5. Issues of cybersecurity in electric power systems / N. I. Voropai [et al.] // Energy systems research. 2020. Issue 3. No. 2 (10). PP. 19–28.

Иванов С.О., Никандров М.В.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО «Интеллектуальные сети»)

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ НЕЙРОСЕТИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ МАКСИМАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ

Нейромоделирование [1] и нейросетевая обработка сигналов [2] находят все более широкое применение в электротехнике и электроэнергетике, в том числе, для выявления киберинцидентов и нарушений в информационном обмене [3–5]. В настоящей работе приводится программная реализация нейросети для проверки режимов срабатывания максимальной токовой защиты (рис. 1) [1].

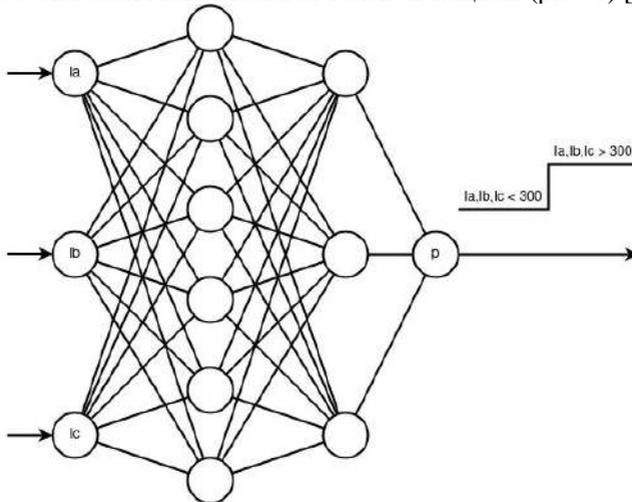


Рис. 1. Структура нейросетевой модели МТЗ

Для реализации нейросети использован фреймворк машинного обучения для языка Python – PyTorch. Алгоритм работы представлен на рис. 2.

Данные в программу передаются через csv-файл с применением стандартного модуля csv. В данных значения первого столбца используются для отделения данных для обучения значение 0, от тестовых данных – значение 1.

Используя возможности фильтрации Tensor данные разделены на учебные и тестовые, входные и целевые. Так как для вычисления нужны отдельные наборы входных и целевых значений, создан класс Data, хранящий раздельные наборы данных.

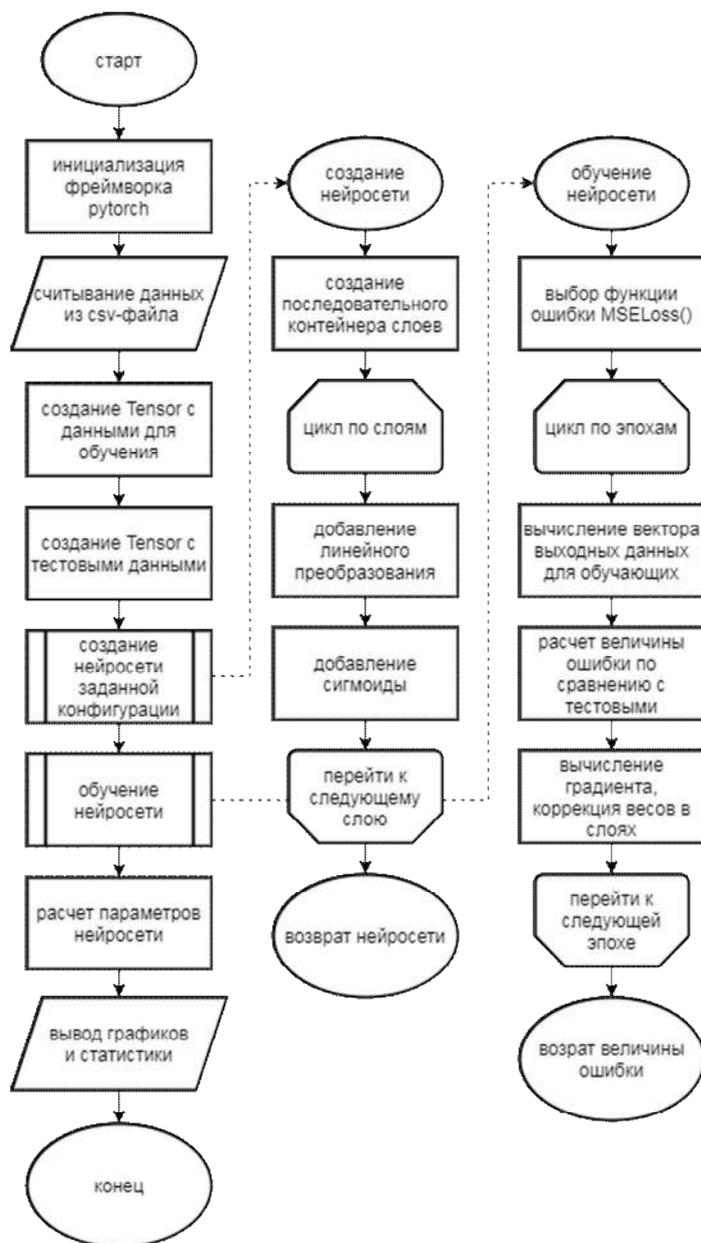


Рис. 2. Алгоритм работы нейросети

Функция `assemble` для «сборки» нейросети реализована по заданному количеству нейронов. Для создания персептрона использован класс `Sequential`, последовательно применяющий операции к входным данным. Каждый слой персептрона состоит из блока линейной операции `Linear` и блока операции сигмойды `Sigmoid`. Количество нейронов в слое задаётся числом входных данных и вычисленных значений.

Для обучения использован «классический» алгоритм обучения, основанный на градиентном спуске: вычисление значений нейросетью, расчет ошибки между целевыми и вычисленными значениями, вычисление градиента ошибки, выполнение коррекции весов нейронов в сторону уменьшения значения градиента. Для вычисления ошибки применена функция `MSELoss` – среднеквадратичное отклонение. Фреймворк `pytorch` выполняет автоматическую дифференциацию (`AutoGrad`), отслеживая выполнение операций с тензорами. Используя функцию `backward`, после окончания вычислений определяются все градиенты. Наибольшую скорость и точность обучения показал метод `Rprop` – эластичная коррекция весов. Объект `Rprop` использован для коррекции весов нейросети.

Вычисления выполняются в течение заданного количества эпох. Каждые 1000 эпох рассчитывается ошибка для тестового набора и для наблюдения за обучением, выводятся результаты.

Для проверки функционирования нейросети, для всех неправильно распознанных примеров вычисляется минимальное по модулю расстояние от порога срабатывания для любой фазы (см. рис. 1), из этих значений выбирается максимальное значение – радиус ошибки.

Реализованный нейросетевой алгоритм показал достаточно быструю сходимость (до 1000 эпох) и высокую точность обучения (в пределах 1% от порогового значения токов в каждой из фаз).

Литература

1. Оценка точности нейромоделирования характеристик срабатывания максимальной токовой защиты в трехфазной сети / С. О. Иванов [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2021. № 1. С. 68–77.

2. Сучков В. О., Ядарова О. Н., Славутский Л. А. Дистанционный ультразвуковой контроль воздушного потока на основе

искусственной нейронной сети // Вестник Чувашского университета. 2015. № 1. С. 207–212.

3. *Laruhin A., Nikandrov M., Slavutskii L.* Anomalous modes recognizing secondary equipment in electric power industry: adaptive neuro algorithms // 2019 International Ural conference on electrical power engineering: Proceedings URALCON 2019. С. 399–403.

4. Комплекс обеспечения контролируемой деградации системы управления энергообъекта при киберинцидентах / *И. Г. Назаров* [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2018. № 1. С. 146–152.

5. Issues of cybersecurity in electric power systems / *N. I. Voropai* [et al.] // Energy systems research. 2020. Issue 3. No. 2 (10). PP. 19–28.

Медведев В.Г., Надеждина О.А., Свеклова О.В.
(Чебоксары, ЧГУ)

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЕФОРМАЦИОННЫХ РАЗРУШЕНИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ, ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМАШИНОСТРОИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

В настоящей работе предложена динамическая модель на основе исследований физических процессов появления разрушительных деформационных явлений различных устройств в системах электротехнического, электроэнергетического, теплоэнергетического, а также электромашиностроительного направления. Даны сравнительные оценки разработанных моделей с существующими и ранее известными математическими описаниями с непрерывными и дискретными во времени явлениями.

Описание разрушительных деформационных явлений в виде трещин коррозионных процессов в [0–3] выполнено на основе модели вида

$$d = f(d) = kd(b - d); (0 < d < b, k > 0), \quad (1)$$

с начальным условием $d = d_0$ при $t = 0$. Здесь k – постоянная, характеризующая влияние среды на скорость процесса коррозионного разрушения; b – максимальное значение глубины коррозионного разрушения d .

Динамические процессы разрушительных деформаций, происходящие в перечисленных выше системах носят непредсказуемый по природе их появления и нелинейный по протекающим в них явлениям характер. По этой причине в отличие от [1–3] в настоящей работе показаны решения динамического уравнения (1) с флуктуирующими начальными условиями, т.е. со случайными начальными возмущениями, соответствующими начальным размерам деформационных разрушений, которые выбираются произвольными с функцией напряжения, равной некоторой постоянной величине k (рис. 1).

Обзор различных работ, например, [4–8] показал, что динамический характер развития механических деформационных разрушений электротехнических, электроэнергетических, теплоэнергетических и электромашиностроительных устройств не всегда коррелируется с (1). Поэтому в развитие тематик в [1–8] здесь предлагается математическая модель вида

$$\dot{d} = f(d) = kd(b - d^n); \quad n > 1. \quad (2)$$

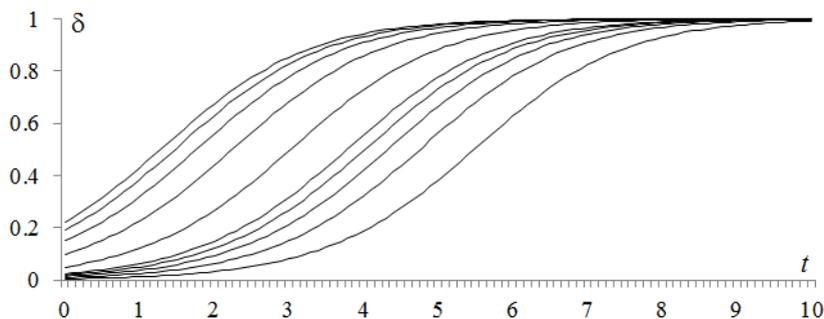


Рис. 1. К вычислению по уравнению (1) с различными d_0

Решение (2) при $d_0 = \text{const}$ и разных значениях $n > 1$, например, $n = 1,1; 2; 3; 4; 5; 6; 7; 8; 9$ приведено на рис. 2.

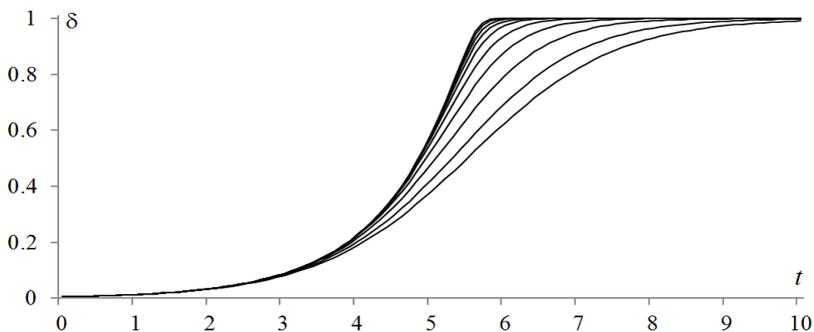


Рис. 2. К вычислению по уравнению (2) с разными значениями n

Отметим, что влияние значения степени n при d в правой части уравнения (2) объясняет различный по скорости характер появления и развития разрушительных деформаций.

Модель (2) назовем моделью с переменным либо флуктуирующим порядком переменной состояния d при стабилизирующем слагаемом. Предложенная здесь модель дополняет обширную математическую группу моделей коррозионного износа с различными физическими приложениями электротехнического и смежных направлений, изложенными в [1–8] и другой, не упомянутой здесь литературе.

Литература

1. Овчинников И. Г., Елисеев Л. Л. Применение логистического уравнения для описания процесса коррозионного разрушения // Физико-химическая механика материалов. 1981. Т. 17. № 6. С. 30–35.
2. Арутюнян Р. А., Фомин В. Л. Вероятностный критерий разрушения, учитывающий скачкообразный рост трещин усталости // Вестник Санкт-Петербургского университета. 2003. Сер. 1. Вып. 2 (№ 9). С. 76–80.
3. Арутюнян Р. А. Об одной вероятностной модели сопротивления усталости // Физико-химическая механика материалов. 1993. № 1. С. 41–45.
4. Варфоломеев А. Ю. Накопление повреждений в деревянных конструкциях при длительной эксплуатации в условиях биологической агрессии // Автореферат на соискание ученой

степени кандидата технических наук. М.: ОАО «НИЦ «Строительство», 2010. 22 с.

5. Галичин Н. А., Борисова М. Э., Цобкалло Е. С. Влияние барьерного разряда на механические и электрические свойства полиимидных пленок // Электротехника. 2009. № 3. С. 53–59.

6. Семенов В. К., Беляков А. А., Щербнев В. С. К теории флуктуации роста трещин в теплоэнергетическом оборудовании ТЭС и АЭС // Вестник ИГЭУ. 2009. Вып. 2. С. 46–48.

7. Семенов В. К., Беляков А. А., Щербнев В. С. Прогнозирование накопления дефектов на трубопроводах ТЭС и АЭС // Вестник ИГЭУ. 2009. Вып. 2. С. 48–51.

8. Моделирование процессов взаимодействия агрессивной среды с материалами и элементами конструкций (обзор) / А. М. Локощенко [и др.] // Отчет о НИР. М.: НИИМ МГУ им. М.В. Ломоносова, 2017. 46 с.

Кокшев П.А., Галанина Н.А.
(Чебоксары, ЧГУ)

ПРЕИМУЩЕСТВА ПРИМЕНЕНИЯ НЕЙРОННОЙ СЕТИ С АРХИТЕКТУРОЙ МНОГОСЛОЙНОГО ПЕРСЕПТРОНА ДЛЯ СЕТЕВОГО АНАЛИЗАТОРА ДАННЫХ ЦИФРОВОЙ ПОДСТАНЦИИ*

Целью данной работы является исследование нейросетевых алгоритмов обнаружения вторжений и анализ работы нейронной сети с архитектурой многослойного персептрона.

С развитием цифровых устройств и внедрением новых протоколов передачи данных начали формироваться новые требования к цифровым системам и объединяющим их сетям. Кроме очевидных требований к производительности и надежности, становятся актуальными и требования по информационной безопасности [1].

Наиболее распространенной угрозой является сетевая атака, так как успешное вторжение в сеть открывает для злоумышлен-

* Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Чувашской Республики в рамках научного проекта № 19-48-210005 р_а.

ника огромные возможности для хищения, порчи и искажения данных. Все эти действия могут привести к сбоям, компрометации информации и нарушению функционирования системы.

Задача сетевого анализатора состоит в идентификации и реагировании на подозрительную деятельность внутри сети и на неправильную работу подключенных в эту сеть устройств. Для этих целей разумно применять алгоритмы нейронных сетей, что позволит [2]:

- 1) выявить сетевые атаки в режиме реального времени;
- 2) по набору признаков определить тип атаки и ее характеристики;
- 3) определить неправильное функционирование устройств сети;
- 4) предупредить аномальные явления и противодействовать им.

Основное преимущество применения нейронной сети для выявления вторжений – гибкость, которую предоставляет эта технология. Нейронная сеть может анализировать данные из сети, даже если данные являются неполными или искаженными.

Кроме того, она способна выполнять анализ с данными в нелинейном виде. Обе эти характеристики важны в сетевой среде, где получаемая информация подвержена случайным системным ошибкам [3].

В роли основной модели предполагается использовать нейронную сеть с архитектурой «Многослойный персептрон» – это математическая модель восприятия информации мозгом. Выбор данной архитектуры нейронной сети обусловлен балансом между эффективностью архитектуры нейронной сети и вычислительной нагрузкой на сервер, которую создает нейронная сеть в режиме детектирования угрозы.

Персептрон состоит из многих слоев [4]:

– во входной слой передаются начальные данные, которые следует обработать;

– в скрытых слоях происходит обработка данных;

– выходной слой выдает результат работы нейронной сети.

На рисунке представлена схема многослойного персептрона.

Данная модель хорошо подходит для анализа сетевого трафика, благодаря возможности выявления совокупности различ-

ных признаков в сетевых данных. Следующим шагом является оптимизация данного алгоритма и его интеграция в специализированный анализатор данных для цифровых подстанций, который имеет свои отличительные особенности и признаки.

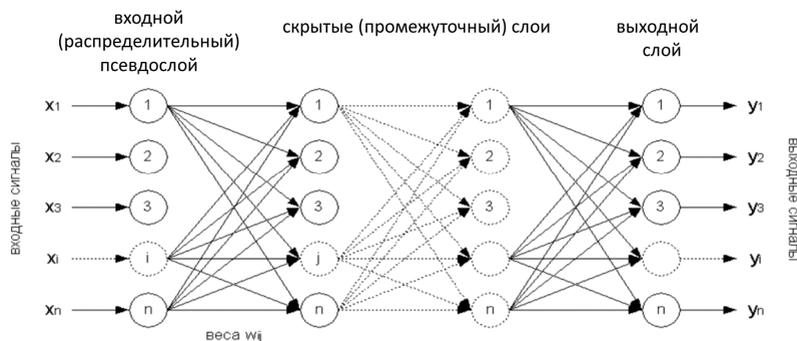


Схема многослойного персептрона

Литература

1. *Кокшев П. А., Андреева А. А.* Оценка угроз информационной безопасности в цифровой подстанции // Состояние и перспективы развития ИТ-образования: сб. докл. и науч. ст. Всерос. науч.-практ. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 225–231.

2. *Кокшев П. А., Галанина Н. А.* Исследование и разработка нейросетевых алгоритмов обнаружения вторжений для сетевого анализатора данных цифровой подстанции // Информационные технологии основа стратегического прорыва в современной промышленности: матер. VI Всерос. студ. конф. Йошкар-Ола, 2020. С. 83–85.

3. *Кокшев П. А.* Применение нейросетевых алгоритмов обнаружения вторжений для сетевого анализатора данных цифровой подстанции // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: матер. науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 199–203.

4. *Зинкевич А. В., Еремин К. Ю.* Система обнаружения вторжений с использованием нейронной сети для анализа данных // Ученые заметки ТОГУ. 2017. Т. 8. № 4. С. 514–519.

Зельцман И.И., Мясникова Т.В.
(Чебоксары, ЧГУ)

МОДЕРНИЗАЦИЯ БЛОКА ПИТАНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ТЕРМИНАЛОВ ЗАЩИТЫ, АВТОМАТИКИ И УПРАВЛЕНИЯ

Основным назначением блока питания микропроцессорных терминалов защиты, автоматики и управления является гарантированное питание микропроцессорных терминалов релейной защиты, автоматики и управления напряжением постоянного тока, применяемых на подстанциях с переменным оперативным током без аккумуляторных батарей. Блок объединяет в одном конструктиве три источника питания с выходной мощностью 25Вт каждый, которые своими входами подключаются к основному и резервному первичным источникам питания.

На рис. 1 представлена 3D-модель блока питания микропроцессорных терминалов защиты, автоматики и управления до модернизации.

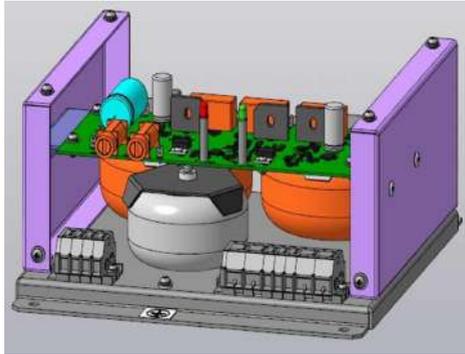


Рис. 1. 3D-модель блока питания микропроцессорных терминалов защиты, автоматики и управления до модернизации

Блок питания представляет собой моноблочную конструкцию, конструктивные узлы которого смонтированы на стальном основании. Кожух и основание изготовлены из оцинкованной стали и соединяются между собой посредством болтового соединения, что обеспечивает надёжный гальванический контакт между ними.

Назначение модернизированного блока остается прежним, но в своем конструктиве он имеет встроенные два ключа (тиристорные модули) для дешунтирования обмоток соленоида выключателя.

Предполагается, что новая модель будет работать на постоянном и переменном токе с принципом дешунтирования [Лит.].

На рис. 2 представлена 3D-модель блока питания микропроцессорных терминалов защиты, автоматики и управления после модернизации.

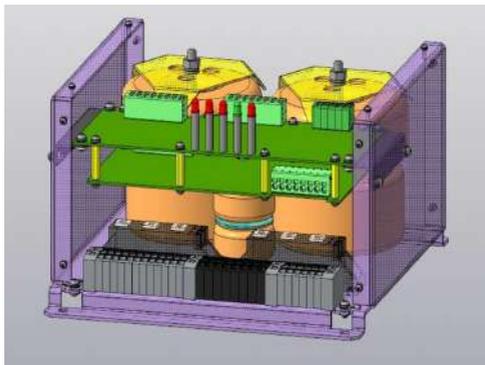


Рис. 2. 3D-модель блока питания микропроцессорных терминалов защиты, автоматики и управления после модернизации

Электропитание нагрузки напряжением постоянного тока осуществляется от переменного напряжения 220 В или 100 В посредством двух гальванически не связанных идентичных трансформаторных AC/DC преобразователей, работающих параллельно. Стабилизацию выходного напряжения обеспечивает тиристорный фазоимпульсный регулятор. В исполнении модернизированного блока для дешунтирования соленоидов выключателя предусмотрены два тиристорных ключа. Показатель рабочего диапазона входного напряжения по отношению к номинальному значению остался без измерений и составляет 80–110 %. Габаритные размеры блока (Ш×В×Г, мм) до модернизации 233×250×110, после модернизации – 240×250×135. Анализ аналогичной продукции показал, что модернизируемый блок – не новинка на российском рынке, однако, может создать конкуренцию типичным блокам отечественного производства, при этом иметь высокие показатели качества надежности и низкую себестоимость.

Литература

Захаров О. Г. Источники питания для схем с цифровыми устройствами релейной защиты. М.: НТФ «Энергопроресс», 2011. 102 с.

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИСТЕМ

При проектировании высококачественных систем управления задача исследования динамики объектов управления является актуальной.

Исследование динамики систем на ЭВМ позволяет быстро оценить требуемые свойства системы. Существует множество пакетов программ для решения подобных задач, одним из удобных и наглядных является среда программирования *LabVIEW* [1]. В литературе вопросы разработки виртуальных приборов для исследования динамики систем освещены недостаточно полно, поэтому данная задача является актуальной.

Целью данной работы является разработка виртуальных приборов для анализа динамических свойств непрерывных систем. Для определённости рассмотрим электрическую цепь в виде последовательного соединения резистора R и конденсатора C , приведенную на рис. 1.

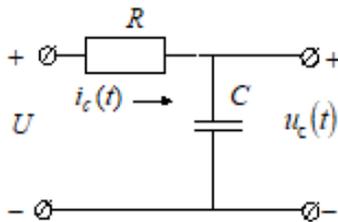


Рис. 1. Пример электрической цепи

Принимая параметры R и C неизменными во времени, на основании второго закона Кирхгофа получаем дифференциальное уравнение электрической цепи в виде

$$RC \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = U. \quad (1)$$

Уравнение (1) является математической моделью RC -цепи, представленной во временной области в виде дифференциального уравнения первого порядка.

Представим дифференциальное уравнение (1) в операторной форме при нулевых начальных условиях и составим передаточную функцию электрической цепи в виде

$$W(p) = \frac{U_C(p)}{U(p)} = \frac{1}{RCp + 1} = \frac{1}{T_n p + 1}, \quad (2)$$

где $T_n = RC$ – постоянная времени электрической цепи.

Передаточная функция (2) представляет собой инерционное звено первого порядка и также является математической моделью электрической цепи.

Для быстрой оценки переходной и импульсной характеристик электрической цепи разработан на основе модуля *Control Design LabVIEW* виртуальный прибор (ВП) [2], представленный на рис. 2. Лицевая панель ВП представлена на рис. 2, а, а программный код – на рис. 2, б.

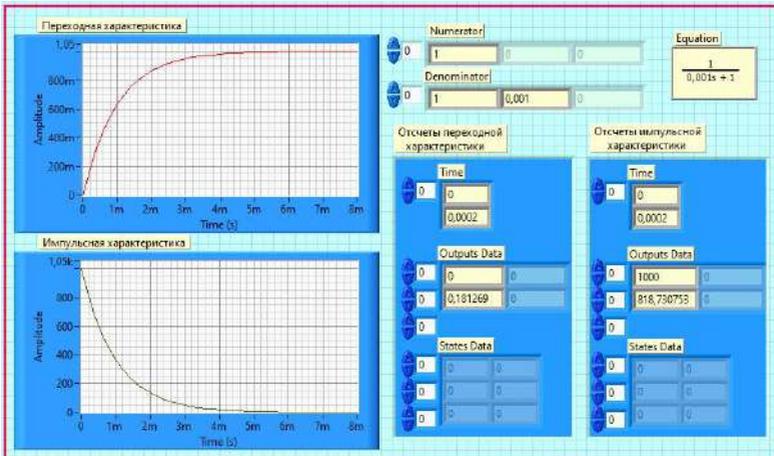
Лицевая панель ВП содержит массив *Numerator* для задания коэффициентов полинома числителя передаточной функции (2) и массив *Denominator* для задания коэффициентов полинома знаменателя передаточной функции. Кроме этого на лицевой панели представлены экран для отображения передаточной функции, осциллографы для отображения переходной и импульсной характеристик и массивы для отображения отсчетов переходной и импульсной характеристик.

Программный код ВП (рис. 2, б) содержит функции: конструирование моделей передаточных функций (*CD Construct Transfer Function Model*) для ввода коэффициентов полиномов числителя и знаменателя передаточной функции; отображение передаточной функции (*CD Draw Transfer Function Equation*) расположенные в подпалитре Конструирование моделей (*Model Construction*) модуля расширения *Control Design*; переходная характеристика (*CD Step Response*) для изображения реакции системы на ступенчатое воздействие; импульсная характеристика (*CD Impulse Response*) для изображения реакции системы на δ -импульс, расположенные в подпалитре Анализ во временной области (*Time Response*) модуля расширения *Control Design*.

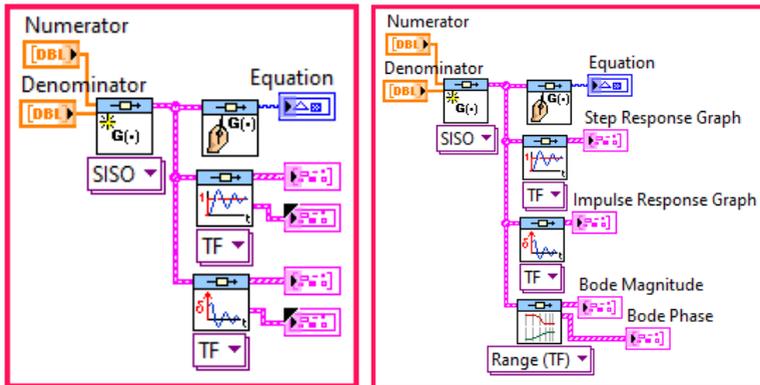
Кривые переходной и импульсной характеристик электрической цепи построены при следующих параметрах: $R = 1$ Ом,

$C = 1 \text{ мкФ}$. При этом постоянная времени RC -цепи $T_H = RC = 1 \text{ мс}$, а шаг расчета $\Delta t = 0,0002 \text{ с}$.

На практике принято считать, что длительность переходного процесса составляет $t_p = (3-4)T_H$. На основе процессов моделирования устанавливаем, что длительность переходного процесса $u_C(t)$ при заданных параметрах RC -цепи составляет $t_p = 4 \text{ мс}$.



a



б в

Рис. 2

Частотные характеристики RC -цепи могут быть построены с помощью функции Диаграммы Бode (*CD Bode*) из подпалитры

Анализ в частотной области (*Frequency Response*). Программный код ВП для исследования временных и частотных характеристик приведен на рис. 2, в.

Для более детального исследования динамики систем могут быть использованы решения дифференциальных уравнений. Решение дифференциального уравнения (1) представляется в виде

$$u_c(t) = U(1 - e^{-t/RC}). \quad (3)$$

Свободный процесс, удовлетворяющий однородному дифференциальному уравнению (1) имеет вид

$$u_{c.св}(t) = U_c(0)e^{-t/RC}, \quad (4)$$

где $U_c(0)$ – начальное значение напряжения конденсатора.

Для исследования переходного $u_c(t)$ и свободного процессов $u_{c.св}(t)$ RC-цепи по уравнениям (3) и (4) разработан ВП в среде программирования *LabVIEW* (рис. 3).

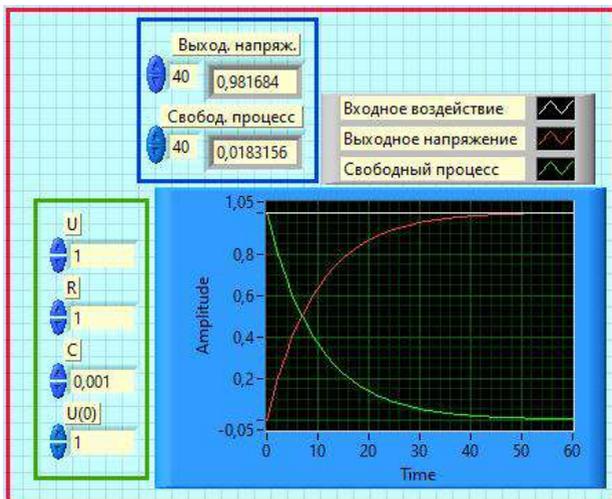
Лицевая панель ВП (рис. 3, а) состоит из элементов управления (*Numeric*) для задания параметров и входных воздействий электрической цепи, осциллографа для отображения переходного $u_c(t)$ и свободного процессов $u_{c.св}(t)$ и массивы для отображения отсчетов переходной и импульсной характеристик.

Программный код ВП (рис. 3, б), состоящий из стандартных функций *LabVIEW*, осуществляет вычисление переменных $u_c(t)$ и $u_{c.св}(t)$ по уравнениям (3) и (4) в циклическом режиме с шагом $\Delta t = 0,0001$ с. Циклический расчет организован с помощью структуры Цикл с фиксированным числом итераций $N = 100$. Время расчета процессов составляет $t_p = N\Delta t = 0,01$ с.

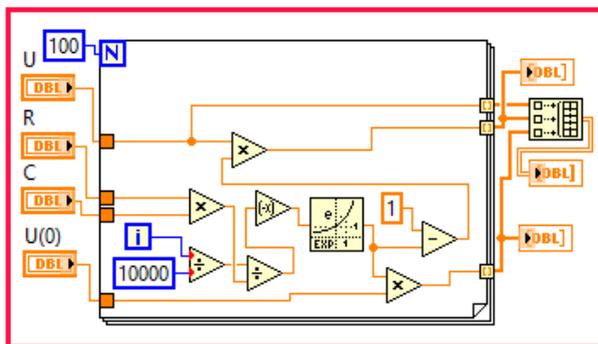
Достоверность полученных результатов ВП (рис. 3) можно оценить сравнивая отсчеты выходных переменных с отсчетами полученными ВП, приведенным на рис. 2. При этом нужно учесть, что шаг расчета ВП (рис. 3) в два раза меньше, чем шаг расчета ВП, приведенного на рис. 2. Анализ отсчетов выходных переменных виртуальных приборов свидетельствуют о том, что процессы в них полностью совпадают как качественно, так и количественно.

Для проверки полученных выше результатов можно воспользоваться пакетом моделирования управляемых систем *Simulation Module LabVIEW*, позволяющим имитировать поведение реальной системы. Программа для имитационного моделирования процессов в электрической цепи приведена на рис. 4. Код программы (рис. 4, б) собран внутри специального цикла *Simulation Loop*.

Код программы содержит: модель генератора сигналов; модель электрической цепи в виде передаточной функции; усилитель, введенный для изменения масштаба кривых и удобства их чтения; функцию для создания массивов отсчетов кривых; таблицу выходной переменной, расположенную в подпалитре Списки и таблицы палитры Элементы управления; осциллограф для отображения переходного процесса выходной переменной.



a



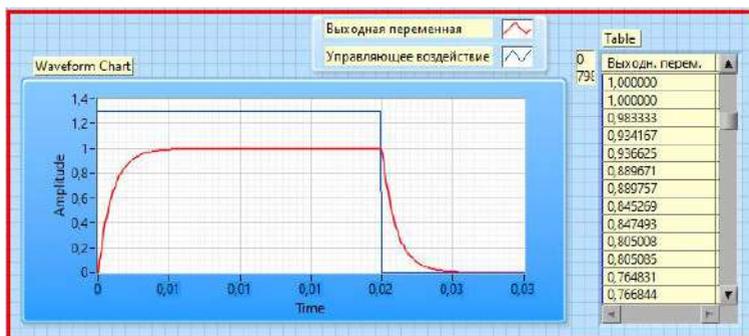
б

Рис. 3

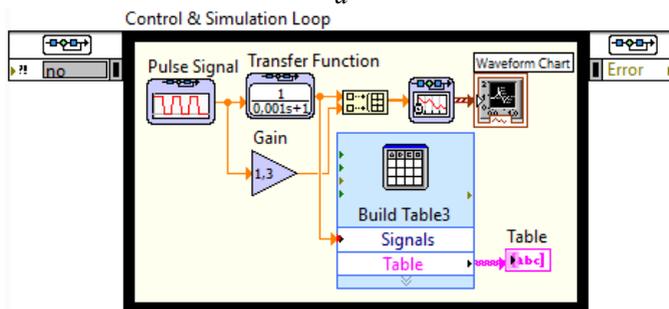
После набора программы параметры модели генератора сигналов и параметры работы симулятора требуется настроить. Генера-

тор сигналов формирует однополярный меандр с таким периодом, чтобы процессы на рассматриваемом такте заканчивались к концу периода дискретности и новый период начинался с нулевых начальных условий. Щелкнув дважды левой кнопкой мыши по генератору открываем конфигуратор модели и набираем следующие параметры: *amplitude* – 1, *duty cycle* – 50, *period* – 0,04 с.

Слева от цикла *Simulation Loop* располагается маленькая рамка *Input Node* – конфигуратор симулятора. Конфигуратор позволяет установить конец времени расчета, шаг расчета и выбрать тип численного метода интегрирования. Щелкнув дважды левой кнопкой мыши по рамке *Input Node*, расположенной слева от рамки цикла *Simulation Loop* открываем конфигуратор параметров работы симулятора. После этого вводим следующие параметры работы симулятора: *Final Time* – 0,03 с, *ODE Solver* – *Runge-Kutta 4*, *Step Size* – 0,0001 с.



a



б

Рис. 4

На лицевой панели ВП (рис. 4, а) представлен процесс изменения выходной переменной электрической цепи при воздействии на входе сигнала типа однополярный меандр. Кривая выходной переменной RC -цепи состоит из участков принужденного (интервал времени $t = 0 - 0,005$ с.) и свободного движений (интервал времени $t = 0,02 - 0,025$ с.). Масштаб кривой выходной переменной электрической цепи можно изменить установкой начала и конца отображения времени расчетных кривых прямо на экране осциллографа.

Отсчеты выходных переменных виртуального прибора совпадают с отсчетами выходных переменных виртуальных приборов, приведенных на рис. 2 и 3.

Литература

1. *Трэвис Дж., Кринг Дж. LabVIEW для всех.* М.: ДМК Пресс, 2008. 880 с.
2. *Жуков К. Г. Модельное проектирование встраиваемых систем в LabVIEW.* М.: ДМК Пресс, 2011. 688 с.

Охоткин Г.П.
(Чебоксары, ЧГУ)

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ДИНАМИКИ ДИСКРЕТНЫХ СИСТЕМ

При проектировании цифровых систем задача исследования динамики дискретных систем на ЭВМ является актуальной. При этом одним из удобных сред программирования является *LabVIEW* [1], но в литературе вопросы разработки виртуальных приборов для исследования динамики дискретных систем на ЭВМ освещены недостаточно полно.

Целью данной работы является разработка виртуальных приборов для исследования динамики дискретных систем на ЭВМ.

Для определенности рассмотрим дискретную модель электрической цепи, представленной в виде последовательного соединения резистора R и конденсатора C , динамика которой описывается дифференциальным уравнением в виде

$$RC \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = U. \quad (1)$$

где R и C – постоянные параметры электрической цепи; $u_c(t)$ – выходное напряжение цепи; $U = \text{const}$ – входное напряжение электрической цепи.

Для составления дискретной модели электрической цепи операцию дифференцирования в уравнении (1) аппроксимируем выражением

$$\frac{du_c(t)}{dt} \approx \frac{u_c(nT) - u_c[(n-1)T]}{T},$$

где $u_c(nT)$ и $u_c[(n-1)T]$ – отсчеты выходной переменной в дискретные моменты времени $t = nT$ и $t = (n-1)T$ соответственно, T – интервал дискретности отсчетов выходной переменной.

Тогда после несложных преобразований получаем

$$u_c(nT) = a u_c[(n-1)T] + (1-a)U(nT), \quad (2)$$

где $a = RC/(RC+T)$ и $1-a = T/(RC+T)$ – параметры уравнения (2).

Разностное уравнение (2) описывает динамические процессы дискретной модели электрической цепи.

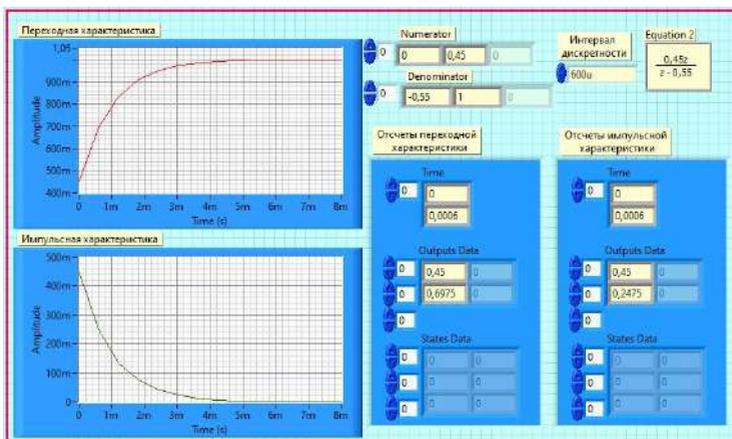
Переходя к z -изображениям переменных $u_c(nT) \ll U_c(z)$, $u_c[(n-1)T] \ll z^{-1}U_c(z)$, $U(nT) \ll U(z)$ в уравнении (2) при нулевых начальных условиях составим дискретную передаточную функцию или z -передаточную функцию электрической цепи в виде

$$W(z) = \frac{U_c(z)}{U(z)} = \frac{(1-a)z}{z-a}. \quad (3)$$

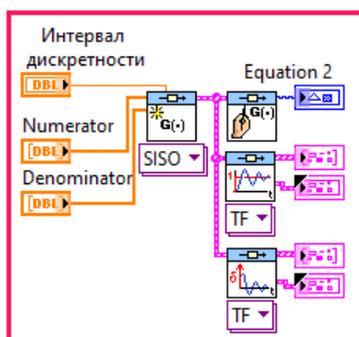
Дискретная передаточная функция (3) является математической моделью дискретной модели электрической цепи.

Для быстрой оценки переходной и импульсной характеристик дискретной модели электрической цепи разработан виртуальный прибор (рис. 1).

Лицевая панель ВП (рис. 1, а) содержит массивы *Numerator* и *Denominator* для задания коэффициентов полиномов числителя и знаменателя z -передаточной функции (3) и элемент управления для задания интервала дискретности. Для отображения z -передаточной функции, переходной и импульсной характеристик и их отсчетов лицевая панель содержит экран, осциллографы и массивы [2].



а



б

Рис. 1

Функция Конструирование моделей передаточных функций (*CD Construct Transfer Function Model*), расположенная в окне блок-диаграмм (рис. 1, б) может быть использована как для создания моделей непрерывных, так и дискретных систем. Для этого функция имеет входной параметр, называемый Время выборки (*Sampling Time*). При создании моделей непрерывных систем этот вход должен оставаться неактивным или иметь значение 0. Если к данному входу подсоединен проводник с ненулевым значением, результатом работы блока будет дискретная передаточная функция. Программный код ВП содержит также функции отображения передаточной функции, переходной и импульсной характеристик.

Кривые переходной и импульсной характеристик дискретной модели электрической цепи построены при: $\alpha=0,55$, $T=0,0006$ с. Переходная и импульсная характеристики имеют первоначальный скачок равный $(1-\alpha)$. Длительность переходного процесса в дискретной модели цепи не превышает $t_p=4$ мс.

Детальное исследование динамики дискретной модели электрической цепи может быть проведено на основе решения разностного уравнения (2) итерационным методом. Решение разностного уравнения для управляющего воздействия типа единичного скачка $U(nT) = 1(nT)$ представляется в виде

$$\begin{aligned} n=0: & u_c(0) = (1-a)1(0) \text{ при } u_c(-T) = 0, \\ n=1: & u_c(T) = au_c(0) + (1-a)1(T) = a(1-a)1(0) + (1-a)1(T), \\ n=2: & u_c(2T) = au_c(T) + (1-a)1(2T) = \\ & = a^2(1-a)1(0) + a(1-a)1(T) + (1-a)1(2T), \\ n=3: & u_c(3T) = au_c(2T) + (1-a)1(3T) = \\ & = a^3(1-a)1(0) + a^2(1-a)1(T) + a(1-a)1(2T) + (1-a)1(3T), \\ & \dots\dots\dots \\ n=N: & u_c(NT) = (1-a) \overset{N}{\underset{i=0}{\overset{\circ}{\mathbf{a}}}} a^i = 1 - a^{N+1}. \end{aligned}$$

В последнем выражении принято, что $1(nT) = 1, n \in \overline{0, N}$ и сумма ряда на основании формулы сокращенного деления равна:

$$\overset{N}{\underset{i=0}{\overset{\circ}{\mathbf{a}}}} a^i = (a^{N+1} - 1) / (a - 1).$$

При $a < 1$ и $N \in \mathbb{N}$ следует $a^{N+1} \rightarrow 0$. Отсюда установившееся значение выходной переменной равен: $u_c(\infty) = 1$. Переходная характеристика имеет первоначальный скачок равный $(1-a)$.

Свободное движение системы определяется из решения разностного уравнения (2) при управляющем воздействии равном $U(nT) = 0$. Итерационное решение разностного уравнения (2) имеет вид:

$$\begin{aligned} n=0: & u_c(0) = a1(0) \text{ при } u_c(-T) = 1, \\ n=1: & u_c(T) = au_c(0) = a^21(0), \\ n=2: & u_c(2T) = au_c(T) = a^31(0), \end{aligned}$$

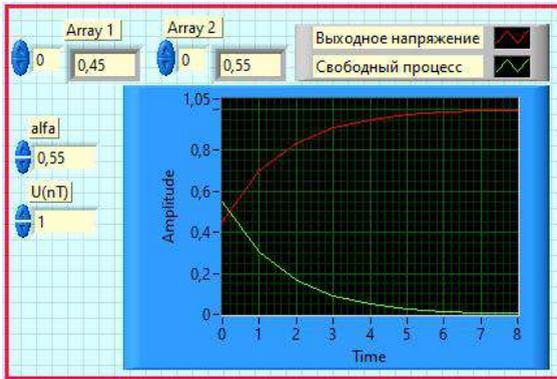
$$n=3: u_c(3T) = a u_c(2T) = a^4 1(0),$$

$$\dots\dots\dots$$

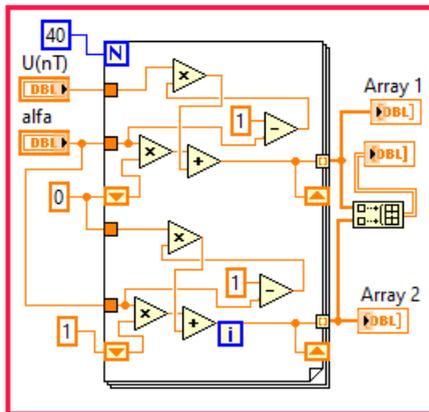
$$n=N: u_c(NT) = a^{N+1} 1(0).$$

Свободное движение системы с течением времени стремится к нулю $u_c(\infty) = 0$, так как $a^{N+1} \rightarrow 0$ при $a < 1$ и $N \rightarrow \infty$. Свободное движение имеет первоначальный скачок равный a .

Для исследования переходного и свободного процессов дискретной модели электрической цепи разработан ВП (рис. 2), использующий решение разностного уравнения (2) итерационным методом, в среде программирования *LabVIEW*.



a



б

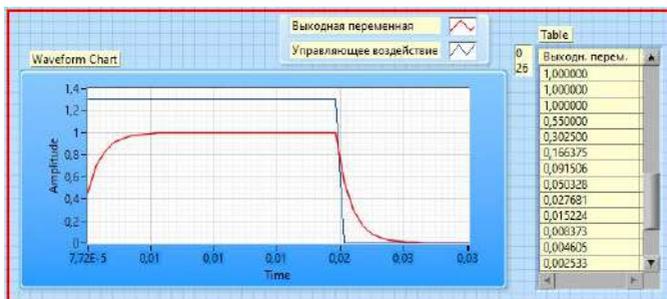
Рис. 2

Лицевая панель ВП (рис. 2, а) состоит из элементов управления *Numeric* для задания параметра α и входного воздействия дискретной модели электрической цепи, осциллографа для отображения переходного и свободного процессов и массивов для отображения отсчетов переходной характеристики и свободного движения.

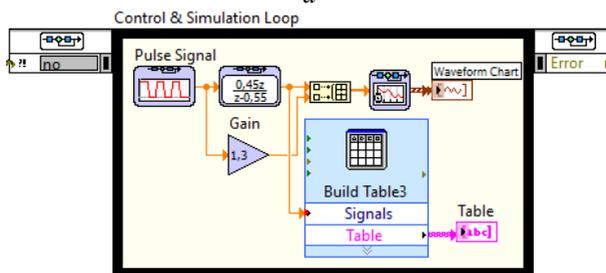
Программный код ВП (рис. 2, б), выполненный на стандартных функциях *LabVIEW*, осуществляет вычисление переходного и свободного процессов в циклическом режиме с помощью структуры Сдвиговый регистр.

Кривые переходного процесса и свободного движения дискретной модели электрической цепи построены при $\alpha = 0,55$. Переходная характеристика имеет первоначальный скачок равный, $1 - \alpha = 0,45$, а свободное движение – $\alpha = 0,55$.

Пакет моделирования управляемых систем *Simulation Module LabVIEW*, позволяет имитировать поведение дискретной модели электрической цепи. Лицевая панель ВП для имитационного моделирования приведена на рис. 3, а, код программы – на рис. 3, б.



а



б

Рис. 3

Генератор сигналов, формирующий однополярный меандр, имеет следующие параметры настройки: *amplitude* – 1, *duty cycle* – 50, *period* – 0,04 с. Параметры настройки симулятора: *Final Time* – 0,03 с, *ODE Solver – Discrete States Only*, *Step Size* – 0,0006 с.

На лицевой панели ВП (рис. 3, а) представлен процесс изменения выходной переменной дискретной модели электрической цепи при воздействии на входе сигнала типа однополярный меандр и её отсчёты.

Литература

1. *Трэвис Дж., Кринг Дж.* LabVIEW для всех. М.: ДМК Пресс, 2008. 880 с.
2. *Жуков К. Г.* Модельное проектирование встраиваемых систем в LabVIEW. М.: ДМК Пресс, 2011. 688 с.

Охоткин Г.П.
(Чебоксары, ЧГУ)

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНОГО ПРИБОРА ДЛЯ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ RC-ЦЕПИ

Задача определения (оценки, идентификации) параметров объекта управления является актуальной при проектировании адаптивных систем управления. Для текущей оценки параметров измеряются входные, промежуточные и выходные переменные объекта управления и осуществляется обработка полученных данных по определенному алгоритму. Оценивание параметров объекта управления производится в рамках математической модели объекта управления с конечным числом параметров, т.е. параметрических моделей объекта.

Для текущей идентификации с параметрическими моделями объектов разработаны эффективные алгоритмы расчета параметров объекта, требующие относительно небольших затрат вычислительных ресурсов. Обработка данных в этих алгоритмах ведется в реальном масштабе времени или же в квазиреальном (пакетном). Для построения идентификационных алгоритмов находит широкое применение корреляционный способ, метод наименьших квадратов и стохастическая аппроксимация.

Для определенности рассмотрим рекуррентный алгоритм идентификации параметров RC -цепи на основе метода наименьших квадратов. Целью данной работы является разработка виртуального прибора для оценки параметров RC -цепи на основе рекуррентного алгоритма идентификации метода наименьших квадратов [1].

Динамические процессы RC -цепи описывается дифференциальным уравнением

$$RC \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = U, \quad (1)$$

где R и C – постоянные параметры электрической цепи; $u_c(t)$, $U = \text{const}$ – выходное и входное напряжения электрической цепи соответственно.

Решение дифференциального уравнения (1) имеет вид

$$u_c(t) = U(1 - e^{-t/RC}), \quad (2)$$

а свободный процесс представляется как:

$$u_{c.св.}(t) = U_c(0)e^{-t/RC}, \quad (3)$$

где $U_c(0)$ – начальное напряжение на конденсаторе.

Для идентификации параметров могут быть использованы различные параметрические модели объектов управления. Представим электрическую цепь, описываемую дифференциальным уравнением (1), авторегрессионной моделью (АР-модель). Для этого операцию дифференцирования в уравнении (1) аппроксимируем выражением

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{u_c(nT) - u_c[(n-1)T]}{T},$$

где $u_c(nT)$ и $u_c[(n-1)T]$ – отсчеты выходной переменной в дискретные моменты времени $t = nT$ и $t = (n-1)T$ соответственно, T – интервал дискретности отсчетов выходной переменной.

Тогда параметрическая модель объекта управления представляется как АР – модель:

$$u_c(nT) = a u_c[(n-1)T] + (1-a)U(nT), \quad (4)$$

где $a = RC/(RC+T)$ – параметр модели, а $1-a = T/(RC+T)$.

Оценку параметра a модели (4) выполним с помощью рекуррентного алгоритма идентификации на основе метода наименьших квадратов. Принимаем, что входная $U(nT)$ и выходная $u_c(nT)$ переменные наблюдаются полностью, т.е. измеряются с помощью датчиков точно.

Записывая разностное уравнение (4) для $n=1$, при известных значениях $u_c(0)$, $u_c(T)$ и $U(T)$ можно определить параметр a как:

$$a = (u_c(nT) - U(nT)) / (u_c[(n-1)T] - U(nT)).$$

Однако, если составим уравнения для $n=2$, $n=3$ и т.д., получим различные значения искомого параметра a .

Поэтому ставим задачу так, чтобы разность между правой и левой частями уравнения (4), т.е. невязка при $n=1, K, N$ была наименьшей. Для этого сформируем сумму квадратов невязок

$$L_N = \mathop{\text{a}}^{\circ}_{n=1}^N \{u_c(nT) - a\{u_c[(n-1)T] - U(nT)\} - U(nT)\}^2.$$

Необходимое и достаточное условие минимума L_N определяется из следующего соотношения

$$\frac{\partial L_N}{\partial a} = -2 \mathop{\text{a}}^{\circ}_{n=1}^N \{u_c(nT) - a\{u_c[(n-1)T] - U(nT)\} - U(nT)\} \{u_c[(n-1)T] - U(nT)\} = 0,$$

решая которое находим a в виде

$$a = \frac{\mathop{\text{a}}^{\circ}_{n=1}^N \{u_c(nT) - U(nT)\} \{u_c[(n-1)T] - U(nT)\}}{\mathop{\text{a}}^{\circ}_{n=1}^N \{u_c[(n-1)T] - U(nT)\}^2}. \quad (5)$$

Уравнение (5) является алгоритмом оценки неизвестного параметра a RC -цепи по отчетам входных и выходных переменных. После оценки параметра a вычисляем постоянную времени RC -цепи по формуле:

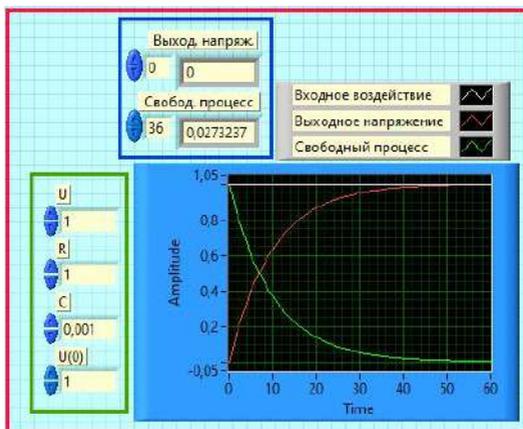
$$T_H = RC = aT / (1 - a). \quad (6)$$

Для исследования рекуррентного алгоритма идентификации на основе метода наименьших квадратов (5) нужен генератор, формирующий отсчеты переходного и свободного процессов $u_c(nT)$, а также входного воздействия $U(nT)$ [2]. Разработан ВП для формирования отсчетов переходного и свободного процессов по уравнениям (2) и (3), представленный на рис. 1.

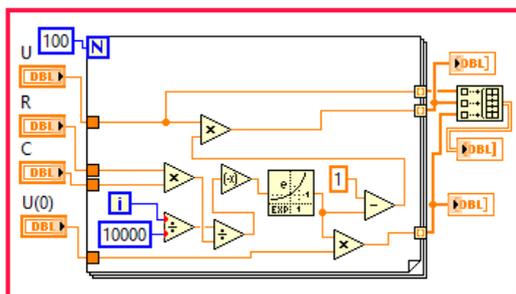
Вначале рассмотрим случай свободного движения системы (3), при $R=1$ Ом, $C=0,001$ Ф, $U(0)=1$ В. В результате измерений свободного процесса RC -цепи в известные моменты времени $0, T, 2T, 3T$

($T = 12/10000 = 0,0012$ с) получены четыре отсчета: $u_c(0) = u_c[0] = 1,0$;
 $u_c(T) = u_c[12] = 0,3012$; $u_c(2T) = u_c[24] = 0,09072$; $u_c(3T) = u_c[36] = 0,0273$.

В квадратных скобках приведены индексы массивов свободного процесса системы. Эти четыре отсчета охватывают практически весь интервал изменения свободного процесса.



а



б

Рис. 1

Требуется разработать виртуальный прибор, позволяющий определить параметр a по уравнению (5), постоянную времени $T_H = RC$ электрической цепи по уравнению (6) и коэффициент $K = 1 - a$ при входном напряжении $U(nT) = 0$.

Для свободного движения системы, состоящей из четырех отсчетов процесса, алгоритм оценки неизвестного параметра a

представляется в виде

$$a = \frac{\overset{\circ}{\underset{\circ}{\mathbf{a}}}_{n=1}^3 u_c(nT) u_c[(n-1)T]}{\overset{\circ}{\underset{\circ}{\mathbf{a}}}_{n=1}^3 \{u_c[(n-1)T]\}^2} = \frac{u_c(0)u_c(T)+u_c(T)u_c(2T)+u_c(2T)u_c(3T)}{u_c^2(0)+u_c^2(T)+u_c^2(2T)}.$$

На рис. 2 представлен разработанный виртуальный прибор, реализующий нерекуррентный алгоритм идентификации на основе метода наименьших квадратов. Расчеты показывают (рис. 2, а), что постоянная времени электрической цепи равна $\overset{\circ}{T}_H = RC = 0,0005172$ с. Отсюда емкость конденсатора при $\overset{\circ}{R} = 1$ Ом равна $\overset{\circ}{C} = 0,0005172$ Ф. Абсолютная погрешность идентификации составляет $\overset{\circ}{DC} = C - \overset{\circ}{C} = 0,0004828$, относительная погрешность идентификации равна $\overset{\circ}{dC} = DC / \overset{\circ}{C} = 0,933488$.

Таким образом, виртуальный прибор, идентифицирует параметр электрической цепи по четырем отсчетам, охватывающими практически весь интервал изменения свободного процесса системы, с относительной погрешностью $\overset{\circ}{dC} = 93,35\%$.

Теперь идентифицируем параметр электрической цепи по четырем отсчетам, охватывающими начальный этап изменения свободного процесса системы. Так, в результате измерений получены: $u_c(0) = u_c[0] = 1,0$; $u_c(T) = u_c[4] = 0,67032$; $u_c(2T) = u_c[8] = 0,449329$; $u_c(3T) = u_c[12] = 0,301194$. Интервал дискретности отсчетов равен $T = 4/10000 = 0,0004$ с.

При этом постоянная времени электрической цепи равна $\overset{\circ}{T}_H = RC = 0,0008132$ с, а емкость конденсатора при $\overset{\circ}{R} = 1$ Ом – $\overset{\circ}{C} = 0,0008132$ Ф. В этом случае абсолютная погрешность идентификации составляет $\overset{\circ}{DC} = C - \overset{\circ}{C} = 0,0001868$, а относительная погрешность – $\overset{\circ}{dC} = 22,97\%$.

Для повышения точности работы нерекуррентного алгоритма идентификации на основе метода наименьших квадратов необхо-

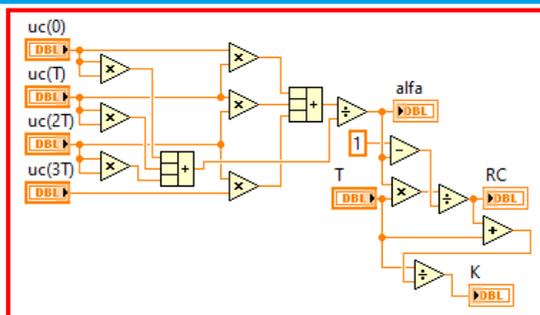
димом увеличить число отсчетов выходной переменной и уменьшить интервал дискретности отсчетов выходной переменной.



a

$$\alpha = \frac{u_c(0)u_c(T) + u_c(T)u_c(2T) + u_c(2T)u_c(3T)}{u_c^2(0) + u_c^2(T) + u_c^2(2T)}$$

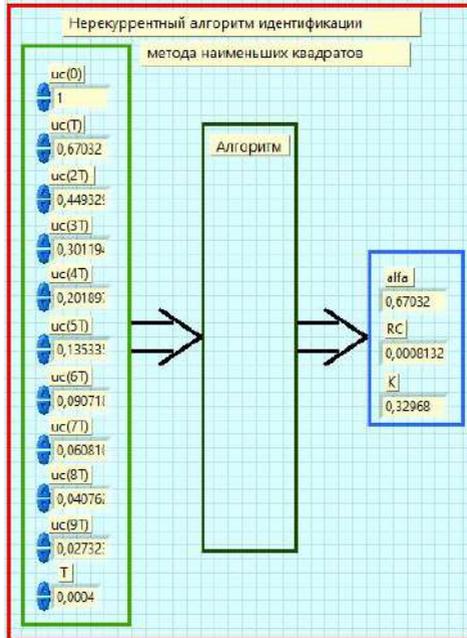
$$T_H = RC = \alpha T / (1 - \alpha) \quad K = 1 - \alpha = T / (RC + T)$$



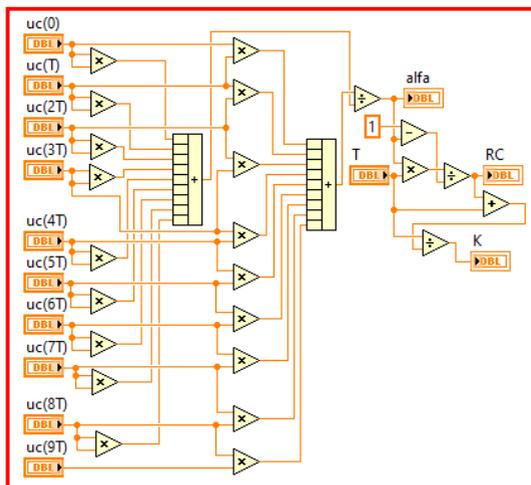
b

Рис. 2

На рис. 3 представлен ВП, реализующий нерекуррентный алгоритм идентификации на основе метода наименьших квадратов, с помощью 10 отсчетов выходной переменной.



а



б

Рис. 3

Идентифицируем параметр электрической цепи по 10 отсчетам, охватывающими практически весь интервал изменения свободного процесса системы. В ходе измерений с интервалом дискретности $T = 4/10000 = 0,0004$ с получены: $u_c(0) = u_c[0] = 1,0$;

$$\begin{aligned} u_c(T) &= u_c[4] = 0,67032 ; & u_c(2T) &= u_c[8] = 0,449329 ; \\ u_c(3T) &= u_c[12] = 0,301194 ; & u_c(4T) &= u_c[16] = 0,201897 ; \\ u_c(5T) &= u_c[20] = 0,135335 ; & u_c(6T) &= u_c[24] = 0,090718 ; \\ u_c(7T) &= u_c[28] = 0,0608101 ; & u_c(8T) &= u_c[32] = 0,0407622 ; \\ u_c(9T) &= u_c[36] = 0,0273237 . \end{aligned}$$

Вычисление параметра а ВП осуществляет по формуле:

$$a = \frac{u_c(0)u_c(T) + u_c(T)u_c(2T) + u_c(2T)u_c(3T) + u_c(3T)u_c(4T) + u_c(4T)u_c(5T) + u_c(5T)u_c(6T) + u_c(6T)u_c(7T) + u_c(7T)u_c(8T) + u_c(8T)u_c(9T)}{u_c^2(0) + u_c^2(T) + u_c^2(2T) + u_c^2(3T) + u_c^2(4T) + u_c^2(5T) + u_c^2(6T) + u_c^2(7T) + u_c^2(8T)} \quad \textcircled{a}$$

При этом установлено, что $\dot{T}_H = RC = 0,0008132$ с, $\dot{C} = 0,0008132$ Ф ($R = 1$ Ом). В этом случае абсолютная погрешность идентификации составляет: $DC = C - \dot{C} = 0,0001868$, а относительная погрешность – $dC = 22,97\%$.

Таким образом, виртуальный прибор, идентифицирует параметр электрической цепи по 10 отсчетам, охватывающими практически весь интервал изменения свободного процесса с такой же относительной погрешностью, что и идентификатор по четырем отсчетам, охватывающими начальный этап изменения свободного процесса.

Литература

1. Александров А. Г. Оптимальные и адаптивные системы. М.: Высш. шк., 1989. 263 с.
2. Трэвис Дж., Кринг Дж. LabVIEW для всех. М.: ДМК Пресс, 2008. 880 с.

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНОГО ПРИБОРА ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ RL -ЦЕПИ

В адаптивных систем управления осуществляется текущая идентификация параметров объекта управления путем измерения и обработки входных, промежуточных и выходных переменных. В литературе вопросы разработки виртуальных приборов для оценки параметров объекта управления освещены недостаточно полно, поэтому данная задача является актуальной.

Для определенности рассмотрим нерекуррентный алгоритм идентификации параметров RL -цепи на основе метода наименьших квадратов [1].

Целью данной работы является разработка виртуального прибора для оценки параметров RL -цепи на основе нерекуррентного алгоритма идентификации метода наименьших квадратов.

Объект управления задан в виде последовательного соединения катушки индуктивности L и активного сопротивления R (рис. 1). На входе RL -цепи действует постоянное напряжение U .

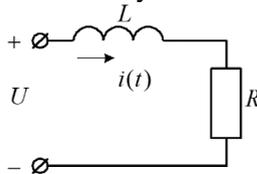


Рис. 1

Дифференциальное уравнение, описывающее поведение RL -цепи, представляется в виде

$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) = U, \quad (1)$$

а передаточная функция:

$$W(p) = \frac{i(p)}{U(p)} = \frac{1/R}{Tp+1} = \frac{K}{Tp+1}, \quad (2)$$

где $K = 1/R$ – статический коэффициент передачи инерционного (апериодического) звена первого порядка, $T_n = L/R$ – постоянная времени ОУ.

Переходная характеристика объекта управления ищется из решения дифференциального уравнения (1) в виде

$$i(t) = \frac{U}{R} (1 - e^{-Rt/L}), \quad (3)$$

а свободный процесс – как

$$i_{св}(t) = I(0)e^{-Rt/L}. \quad (4)$$

Для идентификации параметров объекта управления разработана авторегрессионная модель (АР-модель):

$$i(nT) = a i[(n-1)T] + (1-a)U(nT)/R, \quad (5)$$

где $a = L/(L+RT) = T_H/(T_H+T)$ – параметр АР-модели, а $(1-a)/R = T/(L+RT) = T/R(T_H+T)$.

Для разработки рекуррентного алгоритма идентификации на основе метода наименьших квадратов сформируем сумму квадратов невязок в виде

$$L_N = \overset{\circ}{\underset{n=1}{\mathbf{a}}} \{i(nT) - a\{i[(n-1)T] - U(nT)/R\} - U(nT)/R\}^2.$$

Отсюда необходимое и достаточное условие минимума L_N определяется из следующего соотношения

$$\frac{\mathbf{1}L_N}{\mathbf{1}a} = -2 \overset{\circ}{\underset{n=1}{\mathbf{a}}} \{i(nT) - a\{i[(n-1)T] - U(nT)/R\} - U(nT)/R\} \{i[(n-1)T] - U(nT)/R\} = 0.$$

Из полученного соотношения находим a в виде

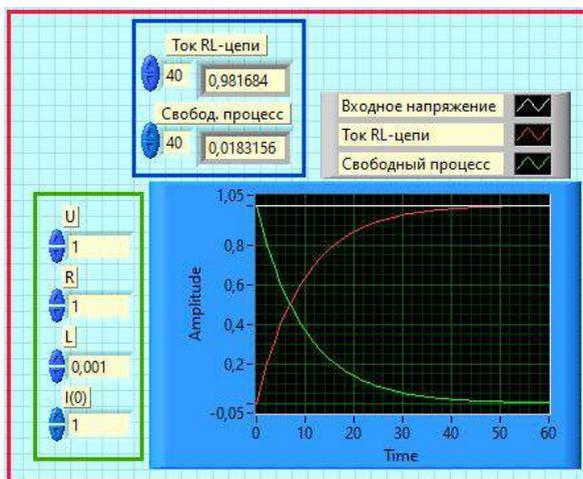
$$a = \frac{\overset{\circ}{\underset{n=1}{\mathbf{a}}} \{i(nT) - U(nT)/R\} \{i[(n-1)T] - U(nT)/R\}}{\overset{\circ}{\underset{n=1}{\mathbf{a}}} \{i[(n-1)T] - U(nT)/R\}^2}. \quad (6)$$

Уравнение (6) является алгоритмом оценки неизвестного параметра a RL -цепи по отчетам входных и выходных переменных, т.е. рекуррентным алгоритмом идентификации на основе метода наименьших квадратов.

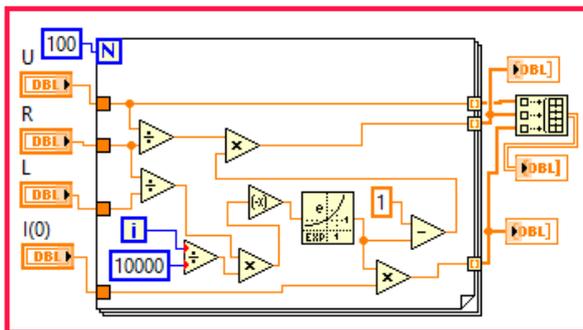
После оценки параметра a по уравнению (6) вычисляем постоянную времени RL -цепи по формуле:

$$T_H = L/R = aT/(1-a). \quad (7)$$

Разработан ВП (рис. 2) для формирования отсчетов переходного $i(t)$ и свободного $i_{св}(t)$ процессов по уравнениям (3) и (4) [2].



а



б

Рис. 2

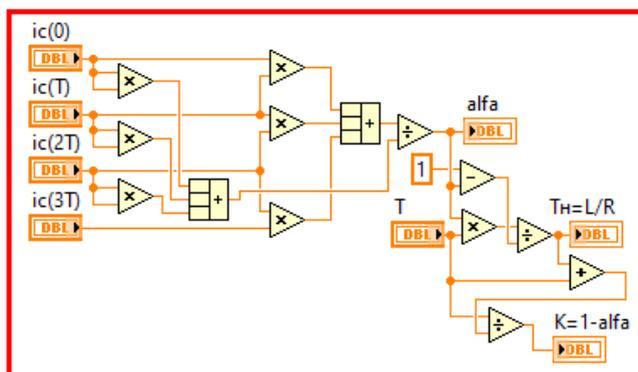
На лицевой панели ВП (рис. 2, а) приведены процессы RL - цепи при $U=1\text{В}$, $R=1\text{Ом}$, $L=0,001\text{Гн}$, $I(0)=1\text{А}$. На лицевой панели также приведены массивы для индикации отсчетов переходного и свободного процессов. Программный код ВП представлен на рис. 2, б.

В ходе вычислительного эксперимента, проведенного в предыдущей работе, установлено, что относительная погреш-

ность идентификации параметров по четырем начальным отсчетам изменения свободного процесса имеет такую же относительную погрешность, что и идентификация по 10 отсчетам всего интервала изменения свободного процесса.



a



б

Рис. 3

В результате измерений свободного процесса получены: $i_c(0) = i_c[0] = 1,0 \text{ А}$; $i_c(T) = i_c[4] = 0,67032 \text{ А}$; $i_c(2T) = i_c[8] = 0,449329 \text{ А}$; $i_c(3T) = i_c[12] = 0,301194 \text{ А}$. Интервал дискретности отсчетов равен $T = 4/10000 = 0,0004 \text{ с}$. В квадратных скобках приведены индексы массивов свободного процесса системы. Эти четыре отсчета охватывают начальный интервал изменения свободного процесса: $T = 0,0012 \text{ с}$.

На рис. 3 представлен ВП, реализующий нерекуррентный алгоритм идентификации на основе метода наименьших квадратов, по уравнениям (6) и (7). Для ввода четырех отсчетов свободного процесса и интервала дискретности на лицевой панели ВП (рис. 3, а) установлены пять элементов управления *Numeric*. Результаты идентификации параметров объекта управления выводятся на три элемента индикации *Numeric*, расположенные на лицевой панели ВП. Программный код ВП представлен на рис. 3, б.

В ходе вычислительного эксперимента установлена, что постоянная времени RL -цепи (рис. 3, а) равна $T_n = L/R = 0,0008132 \text{ с}$. Отсюда индуктивность электрической цепи при $R = 1 \text{ Ом}$ равна $L = 0,0008132 \text{ Гн}$. Абсолютная погрешность идентификации составляет $DL = L - \hat{L} = 0,0001868 \text{ Гн}$, а относительная погрешность идентификации равна $dL = DL100\% / \hat{L} = 22,97\%$.

Литература

1. Александров А. Г. Оптимальные и адаптивные системы. М.: Высш. шк., 1989. 263 с.
2. Трэвис Дж., Кринг Дж. LabVIEW для всех. М.: ДМК Пресс, 2008. 880 с.

Медакин Р.А., Лазарева Н.М.
(Чебоксары, ЧГУ)

СРЕДА РАЗРАБОТКИ MPLAB IDE

MPLAB IDE представляет собой интегрированную среду разработки программного обеспечения для микроконтроллеров

PIC фирмы Microchip Technology Incorporated. IDE состоит из редактора текста, симулятора и менеджера проектов, которые дают возможность писать код программы, отлаживать и оптимизировать его. Также данное ПО поддерживает работу эмуляторов, программаторов и отладочных средств фирмы Microchip и сторонних производителей [1–4].

Удобство использования MPLAB IDE заключается в простоте настройки инструментальных средств, возможности назначать горячие клавиши и использовать рациональные выпадающие и контекстные меню. Всё это позволяет разработчику написать и скомпилировать код программы; запустить программу в симуляторе (MPLAB SIM) либо в эмуляторе (MPLAB ICE) и следить за ходом её выполнения и за изменением значений регистров и переменных во время выполнения программы; определить время на её выполнение.

Среда разработки включает в себя несколько модулей, среди которых программный симулятор MPLAB SIM, используемый для выполнения программы в микроконтроллере с учетом состояния портов ввода/вывода; MPLAB ICE, который эмулирует работу программы непосредственно в аппаратной части устройства; программаторы PICkit и ICD, работающие под управлением MPLAB IDE и предназначенные для прошивки микроконтроллеров кодом программы, полученным в результате компиляции исходных файлов.

При выполнении программы в режиме симулятора MPLAB SIM инструкции выполняются с той скоростью, которую позволяет достичь персональный компьютер пользователя.

В качестве примера использования среде MPLAB SIM рассмотрим симуляцию части программы управления источником питания (ИП), которая предусматривает возможность задания выходного напряжения через внешнее контролирующее устройство (ВКУ), при том, что основной режим работы ИП предполагает функционирование без подключенного ВКУ. В связи с этим в автономном режиме источник должен иметь возможность переключаться на стандартные значения уставки тока и напряжения.

Для решения поставленной задачи применяется следующий алгоритм. При отключении ВКУ от ИП запускается счетчик. Когда счетчик достигает значения 10000, что соответствует 5 с реального времени, устанавливается флаг User_Flags_4.F6. Значения этих пе-

ременных можно наблюдать в окне, представленном на рис. 1, где `ui_U_Desired_In_Volts` – заданное с ВКУ значение выходного напряжения (2000 = 200.0 В), `ui_MVU_Is_Absent_Counter` – счетчик отсутствия ВКУ (59999 = 29,9995 сек).

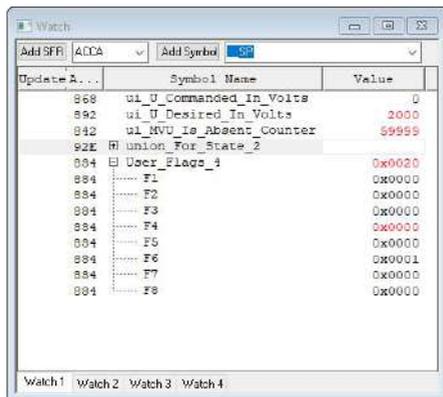


Рис. 1. Запуск счетчика при отключении ВКУ

Когда счетчик отсутствия ВКУ достигает значения 60000, что соответствует 30 с реального времени, устанавливается флаг `User_Flags_4.F4`, который сигнализирует о долгом отсутствии ВКУ. После этого переменной `ui_U_Desired_In_Volts` присваивается стандартное значение 2200 и напряжение на выходе источника питания становится равным 220,0 В. За этими изменениями можно проследить в окне Watch (рис. 2).

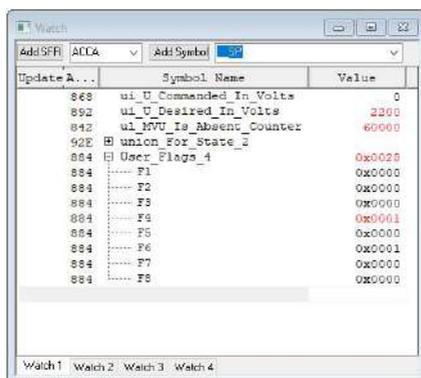


Рис. 2. Окно Watch

Для полного использования функций инструментов, используемых в проекте, необходимо применять продукцию одной экосистемы, например, Microchip, которая включает в себя дискретные компоненты, микроконтроллеры, отладочные комплексы и программное обеспечение, что позволяет решать широкий спектр задач.

Литература

1. Программирование на языке C для AVR и PIC микроконтроллеров. Изд. 2-е, переработанное и дополненное / Сост. Ю.А. Шапк. К.: «МК-Пресс», СПб.: «КОРОНА-ВЕК», 2016. 544 с.

2. Уилмсхерст Т. Разработка встроенных систем с помощью микроконтроллеров PIC. Принципы и практические примеры. К.: МК-Пресс, СПб.: КОРОНА-ВЕК, 2008. 544 с.

3. Лусио ди Джасио. Программирование на C микроконтроллеров PIC24. К.: МК-Пресс, СПб.: КОРОНА-ВЕК, 2014. 336 с.

4. Кёниг А., Кёниг М. Полное руководство по PIC-микроконтроллерам PIC18, PIC10F, rPIC. К.: МК-Пресс, 2007. 256 с.

ДИНАМИКА СИСТЕМ И ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Белов Г.А., Малинин Г.В.
(Чебоксары, ЧГУ)

УПРОЩЕННЫЙ УЧЕТ ТОКА НАМАГНИЧИВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ПРИ АНАЛИЗЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА LLC

Исследование резонансного преобразователя постоянного напряжения (ППН) типа *LLC* осложнено третьим порядком анализируемой системы. В работе [1] проведен расчет и анализ переходных процессов с учетом реальных соотношений индуктивностей рассеяния и намагничивания трансформатора, потерь на активных сопротивлениях обмоток трансформатора по точным соотношениям (основной метод). В предлагаемой работе обосновывается упрощенный метод расчета переходных процессов с использованием векторно-матричных соотношений и проводится сравнительная оценка результатов моделирования процессов на полупериоде работы схемы с применением основного и упрощенного методов.

На рис. 1, *a* представлена схема силовой части ППН типа *LLC*, а на рис. 2 – временные диаграммы работы для установившегося режима. С учетом Т-образной эквивалентной схемы замещения трансформатора схема замещения колебательного *LC*-контура в режиме передачи энергии со входа на выход ППН, представляется в виде, изображенном на рис. 1, *б*, где $u_{и}$ – напряжение на выходе инверторного моста; $u_{\mathcal{L}}$ – напряжение на вторичной обмотке трансформатора, приведенное к первичной обмотке; $L_1=L_{к}+L_{s1}$, $L_{к}$ – индуктивность внешнего дросселя при его наличии, L_{s1} , L_{s2} – индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора и приведенная к первичной обмотке индуктивность рассеяния вторичной обмотки; r_1 , $r_{\mathcal{L}}$ – активные сопротивления цепи первичной обмотки трансформатора и приведенное к первичной обмотке активное сопротивление цепи вторичной обмотки.

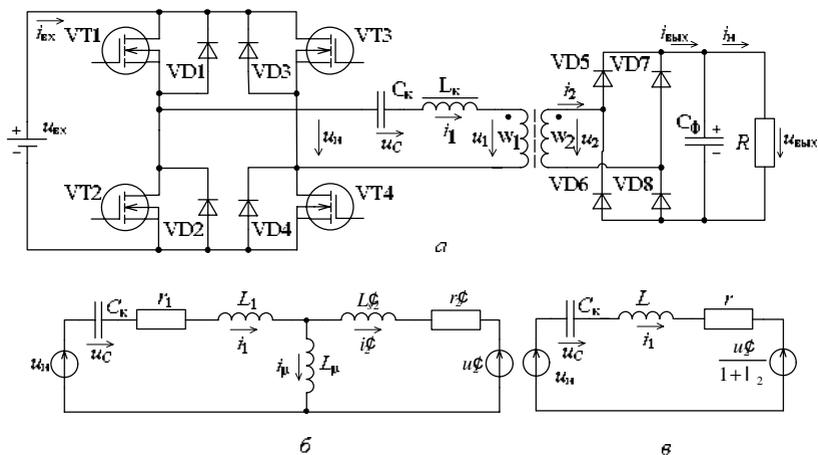


Рис. 1. Силовая часть резонансного ППН LLC типа (а); эквивалентная схема LC-контура для интервала передачи энергии со входа на выход ППН (б); упрощенная эквивалентная схема LC-контура (в)

Уравнение динамики LC-контура. Для схемы на рис. 1, б справедливы уравнения

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + u_C + u_{L_m} &= u_{in}, \\
 u_{L_m} &= L_{\Phi} \frac{di_{\Phi}}{dt} + r_{\Phi} i_{\Phi} + u_{\Phi}, \\
 C_k \frac{du_C}{dt} &= i_1,
 \end{aligned} \tag{1}$$

где напряжение на индуктивности намагничивания $u_{L_m} = L_m \frac{di_m}{dt}$.

Основной метод

Принимая за переменные состояния LC-контура токи i_1 , i_{Φ} и напряжение u_C , исключая ток намагничивания $i_m = i_1 - i_{\Phi}$ из второго уравнения системы (1), уравнения динамики LC-контура, согласно [1, 2], можно записать в векторно-матричной форме

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bv}, \tag{2}$$

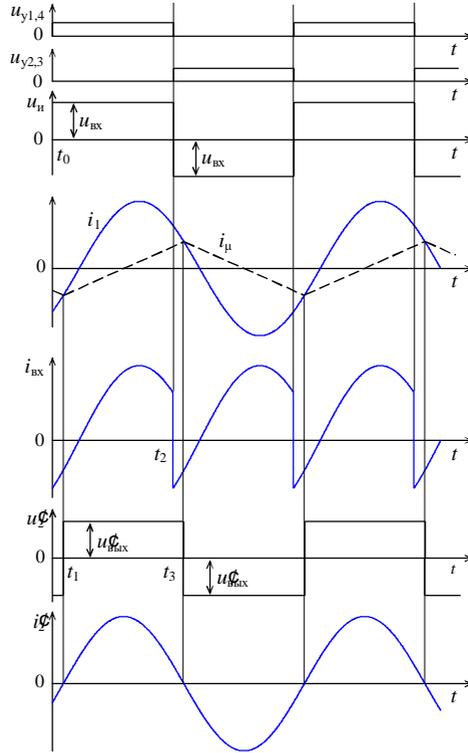


Рис. 2. Временные диаграммы работы силовой части ППН

где \mathbf{x} – вектор состояния LC -контура, а \mathbf{v} – внешних воздействий;

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_{\Phi} \\ u_C \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} u_{in} \\ u_{\Phi} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} (1+l_2)/L_1^* & -1/L_1^* \\ 1/L_1^* & -(1+l_1)/L_1^* \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$a_{11} = -\frac{(1+l_2)r_1}{L_1^*}; \quad a_{12} = -\frac{r_2^{\Phi}}{L_1^*}; \quad a_{13} = -\frac{1+l_2}{L_1^*}; \quad a_{21} = -\frac{r_1}{L_1^*};$$

$$a_{22} = -\frac{(1+l_1)r_2^{\Phi}}{L_1^*}; \quad a_{23} = -\frac{1}{L_1^*}; \quad a_{31} = \frac{1}{C_K}; \quad a_{32} = 0; \quad a_{33} = 0;$$

$$l_1 = L_1/L_{\mu}, \quad l_2 = L_{\Sigma 2}^{\Phi}/L_{\mu}, \quad L_1^* = L_1(1+l_2+l_1).$$

В моменты подачи импульсов управления на транзисторы до момента перехода тока i_1 через нуль открываются шунтиру-

ющие их обратные диоды; далее ток проводится транзисторами до момента их запираания. При переходе тока i_1 через нуль эквивалентная схема колебательного контура не меняется.

При переходе через нуль тока i_2 ранее открытая пара диодов выходного выпрямителя закрывается и открывается другая пара диодов; полярность напряжения u_2 меняется на противоположную:

$$u_2 = \begin{cases} u_{\text{вых.ср}}/n_{\text{тр}} & \text{при } i_2 > 0, \\ -u_{\text{вых.ср}}/n_{\text{тр}} & \text{при } i_2 < 0, \end{cases}$$

где $u_{\text{вых.ср}}$ – среднее значение выходного напряжения; $n_{\text{тр}}=w_2/w_1$ – коэффициент трансформации трансформатора.

Упрощенный метод основывается на том, что активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора r_2 мало и слабо влияет на процессы в ППН.

Из второго равенства системы (1) следует

$$\frac{1}{L_2} u_{L_m} = \frac{di_2}{dt} + \frac{r_2}{L_2} i_2 + \frac{1}{L_2} u_2.$$

Сложив его с равенством

$$\frac{1}{L_m} u_{L_m} = \frac{di_m}{dt},$$

получим

$$\frac{1}{L_1} u_{L_m} = \frac{di_1}{dt} + \frac{r_2}{L_2} i_2 + \frac{1}{L_2} u_2,$$

где $L_1 = \frac{L_m L_2}{L_m + L_2} = \frac{L_2}{1+l_2}$; $l_2 = \frac{L_2}{L_m}$, из которого следует

$$u_{L_m} = L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{L_1}{L_2} r_2 i_2 + \frac{L_1}{L_2} u_2,$$

или

$$u_{L_m} = L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{r_2}{1+l_2} i_2 + \frac{u_2}{1+l_2} = L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{r_2}{1+l_2} (i_1 - i_m) + \frac{u_2}{1+l_2}.$$

Подставляя это равенство в первое уравнение системы (1), получаем

$$L \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + u_C - \frac{r_2}{1+l_2} i_m + \frac{u_2}{1+l_2} = u_n, \quad (3)$$

где $L = L_1 + L_2\phi$, $r = r_1 + r_2\phi/(1 + l_2)$.

Принимая $r_2\phi=0$, в равенстве (3) пренебрежем слагаемым $r_2\phi/(1 + l_2)$. Тогда справедлива эквивалентная схема, представленная на рис. 1, в.

Таким образом, уравнение состояния LC-контура с учетом индуктивности намагничивания принимает вид

$$\frac{di_1}{dt} = -\frac{r}{L}i_1 - \frac{u_C}{L} + \frac{u_n}{L} - \frac{u_\phi}{(1+l_2)L},$$

$$\frac{du_C}{di_1} = \frac{i_1}{C_\kappa},$$

или в векторно-матричной форме

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bv}, \quad (4)$$

где

$$\mathbf{x} = \begin{Bmatrix} i_1 \\ u_C \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{v} = \begin{Bmatrix} u_n \\ u_\phi \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{A} = \begin{Bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_\kappa} & 0 \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{Bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{(1+l_2)L} \\ 0 & 0 \end{Bmatrix}.$$

Расчет переходных процессов в колебательном контуре **Основной метод**

На интервалах времени постоянства вектора внешних воздействий ($\mathbf{v}=\text{const}$) решение уравнения (2) можно представить в виде

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}t} [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}(\infty)] + \mathbf{x}(\infty), \quad (5)$$

где $\mathbf{x}(0)$ – начальное значение вектора $\mathbf{x}(t)$ для рассматриваемого интервала времени; $\mathbf{x}(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}(t)$ – асимптотическое значение

вектора $\mathbf{x}(t)$, элементы которого можно найти непосредственно из рис. 1, б: $i_1(\infty)=0$, $i_\phi(\infty) = -u_\phi/r_2\phi$, $u_C(\infty)=u_n$ [3]. Решение (5) представим в развернутом виде:

$$i_1(t) = F_{11}(t)[i_1(0) - i_1(\infty)] + F_{12}(t)[i_\phi(0) - i_\phi(\infty)] + F_{13}(t)[u_C(0) - u_C(\infty)] + i_1(\infty); \quad (6)$$

$$i_\phi(t) = F_{21}(t)[i_1(0) - i_1(\infty)] + F_{22}(t)[i_\phi(0) - i_\phi(\infty)] + F_{23}(t)[u_C(0) - u_C(\infty)] + i_\phi(\infty); \quad (7)$$

$$u_C(t) = F_{31}(t)[i_1(0) - i_1(\infty)] + F_{32}(t)[i\varphi(0) - i\varphi(\infty)] + F_{33}(t)[u_C(0) - u_C(\infty)] + u_C(\infty), \quad (8)$$

где время t отсчитывается от начала очередного интервала линейности; $\Phi_{ij}(t)$ – элементы переходной матрицы

$$\Phi(t) = e^{At} = L^{-1} \left(\frac{p\mathbf{1} - \mathbf{A}}{p} \right)^{-1} \dot{u},$$

определяемые по формуле

$$\Phi_{ij}(t) = B_1^{ij} e^{p_1 t} + e^{-at} \left\{ B_2^{ij} \cos \omega_0 t + \frac{B_3^{ij} - a B_2^{ij}}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right\},$$

$L^{-1}(\dots)$ – обратное преобразование Лапласа; p_1 и $p_{2,3} = -a \pm j\omega_0$ – корни полинома

$$D(p) = \det(p\mathbf{1} - \mathbf{A}) = \begin{vmatrix} p - a_{11} & -a_{12} & -a_{13} \\ -a_{21} & p - a_{22} & -a_{23} \\ -a_{31} & 0 & p \end{vmatrix} = p^3 + ap^2 + bp + c,$$

B_1^{ij} , B_2^{ij} и B_3^{ij} – коэффициенты, определяемые по параметрам схемы замещения 1 , b и корням полинома $D(p)$.

Длительность интервала t_1 неизменного по знаку тока $i\varphi$ определяется из уравнения $i\varphi(t_1) = 0$, которое с учетом (7) принимает вид

$$F_{21}(t_1)[i_1(0) - i_1(\infty)] + F_{22}(t_1)[i\varphi(0) - i\varphi(\infty)] + F_{23}(t_1)[u_C(0) - u_C(\infty)] + i\varphi(\infty) = 0. \quad (9)$$

Определяется наименьший корень уравнения (9) за исключением корня $t_1 = 0$.

Упрощенный метод

На интервале t_1 постоянства напряжения $u\varphi$ согласно (4)

$$\begin{vmatrix} i_1(t) \\ u_C(t) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_1(0) \\ u_C(0) - u_n + u\varphi/(1+l_2) \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ u_n - u\varphi/(1+l_2) \end{vmatrix}$$

или в развернутом виде

$$i_1(t) = \Phi_{11}(t)i_1(0) + \Phi_{12}(t) \left(\frac{e}{e} u_C(0) - u_n + \frac{u\varphi}{1+l_2} \dot{u} \right), \quad (10)$$

$$u_C(t) = \Phi_{21}(t)i_1(0) + \Phi_{22}(t) \left(\frac{e}{e} u_C(0) - u_n + \frac{u\varphi}{1+l_2} \dot{u} + u_n - \frac{u\varphi}{1+l_2} \right). \quad (11)$$

Здесь

$$\Phi_{11}(t) = e^{-at} \frac{\mathfrak{E}}{C} \cos \omega_0 t - \frac{a}{\omega_0} \sin \omega_0 t; \quad \Phi_{12}(t) = -\frac{1}{\omega_0 L} e^{-at} \sin \omega_0 t;$$

$$\Phi_{21}(t) = \frac{1}{\omega_0 C} e^{-at} \sin \omega_0 t; \quad \Phi_{22}(t) = e^{-at} \frac{\mathfrak{E}}{C} \cos \omega_0 t + \frac{a}{\omega_0} \sin \omega_0 t;$$

$$a = r/(2L); \quad \omega_0 = \sqrt{1/(LC) - a^2}.$$

Для определения тока $i_{\mathcal{L}}$ воспользуемся вторым уравнением системы (1), в которое подставим $i_m = i_1 - i_{\mathcal{L}}$ и пренебрежем напряжением $r_{\mathcal{L}}$. Получим

$$\frac{di_{\mathcal{L}}}{dt} = \frac{1}{1+l_2} \frac{di_1}{dt} - \frac{u_{\mathcal{L}}}{(1+l_2)L_m}. \quad (12)$$

Подставляя в (12) $i_{\mathcal{L}} = i_1 - i_m$, преобразуем его к виду

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{l_2}{1+l_2} \frac{di_1}{dt} + \frac{u_{\mathcal{L}}}{(1+l_2)L_m}. \quad (13)$$

Интегрируя уравнения (12) и (13), получим выражения

$$i_{\mathcal{L}}(t) = i_{\mathcal{L}}(0) + \frac{1}{1+l_2} [i_1(t) - i_1(0)] - \frac{u_{\mathcal{L}}}{(1+l_2)L_m} t, \quad (14)$$

$$i_m(t) = i_m(0) + \frac{l_2}{1+l_2} [i_1(t) - i_1(0)] + \frac{u_{\mathcal{L}}}{(1+l_2)L_m} t,$$

где ток $i_1(t)$ определяется из (10)

Подставляя $t=t_1$ в выражение (14) для $i_{\mathcal{L}}$, получим равенство

$$i_{\mathcal{L}}(t_1) = i_{\mathcal{L}}(0) - (1+l_2)i_{\mathcal{L}}(0) + (u_{\mathcal{L}}/L_m)t_1. \quad (15)$$

Равенство (15) совместно с равенством (10) приводит к уравнению для определения длительности t_1 :

$$\frac{\mathfrak{E}\Phi_{11}(t_1) - \mathfrak{E}i_1(0) + (1+l_2)i_{\mathcal{L}}(0) - u_{\mathcal{L}}t_1/L_m}{u_n - u_C(0) - u_{\mathcal{L}}/(1+l_2)} - \Phi_{12}(t_1) = 0. \quad (16)$$

Порядок расчета переходных процессов на полупериоде работы схемы

1. Принимаются начальные значения переменных для рассматриваемого полупериода $i_1(0)$, $i_{\mathcal{L}}(0)$, $u_C(0)$ и $u_{\text{вых.ср}}$.

2. Из уравнения (9) и (16) находится время t_1 . Если решение уравнения (7) или (16) дают $t_1 > T_n$, где $T_n = 2/f$ – полупериод колебаний, то принимается $t_1 = T_n$.

3. Для основного метода по формулам (6)–(8), а для упрощенного метода по формулам (10), (14) и (11) рассчитываются кривые изменения координат на интервале $(0, t_1)$ и значения координат в момент t_1 .

4. Приняв $i_1(0) = i_1(t_1)$, $i\phi(0) = i\phi(t_1)$, $u_c(0) = u_c(t_1)$, по формулам (6)–(8) для основного метода и формулам (10), (14) и (11) для упрощенного метода рассчитываются кривые изменения координат на интервале (t_1, T_n) и значения координат в момент T_n .

Анализ ППН типа LLC проводился при следующих номинальных параметрах: $u_{вх} = 24В$, $u_{вых} = 220В$, $i_n = 2,5А$, $L_k = 1мкГн$, $L_{\mu} = 2,5мкГн$, $L_s = 0,2мкГн$, $L_{s1} = L_{s2} = L_s/2$, $C_k = 2,2мкФ$, $r_1 = 0,004 Ом$, $r_2 = 0,0627 Ом$, $n_{тр} = w_2/w_1 = 38/4$, частота переключений $f = 100 кГц$. В табл. 1 сведены результаты моделирования по рассмотренным выше методам для двух начальных условий, а на рис. 3 приведены временные диаграммы на полупериоде T_n работы схемы. Результаты моделирования по основному и упрощенному методу практически совпали.

Табл. 1. Результаты моделирования по рассматриваемым методам для двух начальных условий

Начальные условия		Результаты моделирования		
		Переменная	Основной метод	Упрощенный метод
$u_1, В$	–24	$t_1, нс$	29,10	29,14
$u\phi, В$	24	$i_1(T_n), А$	–26,13	–26,10
$i_1(0), А$	26	$i\phi(T_n), А$	–2,70	–2,68
$i\phi(0), А$	1,8	$u_c(T_n), В$	–18,55	–18,56
$u_c(0), В$	18			
$u_1, В$	24	$t_1, нс$	50,00	50,06
$u\phi, В$	–24	$i_1(T_n), А$	27,12	–27,09
$i_1(0), А$	–27	$i\phi(T_n), А$	3,29	3,28
$i\phi(0), А$	–3,5	$u_c(T_n), В$	28,45	28,44
$u_c(0), В$	–28			

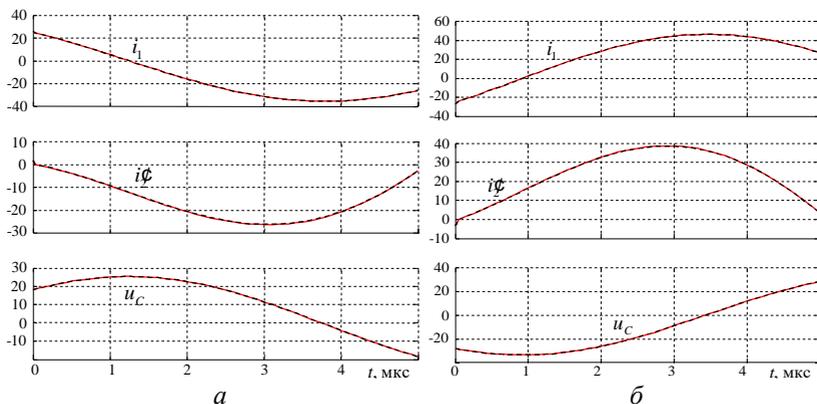


Рис. 3. Результаты моделирования процессов в LC -контуре: эксперимент 1 (*а*), эксперимент 2 (*б*)

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о допустимости проведения расчета процессов в колебательном LC -контуре резонансного преобразователя LLC типа, сведя его к динамической системе второго порядка.

Литература

1. Расчет и моделирование переходных процессов в резонансном преобразователе постоянного напряжения типа LLC / Г. А. Белов [и др.] // Электротехника. 2020. № 8. С. 23–30.

2. Белов Г. А., Малинин Г. В. Методика расчета переходных процессов в резонансном преобразователе постоянного напряжения // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике (ИТЭЭ-2020): Материалы XII Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 164–172.

3. Белов Г. А. Анализ режимов преобразователя постоянного напряжения с последовательным резонансным инвертором при прерывистом токе в контуре // Практическая силовая электроника. 2016. № 1 (61). С. 29–38.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ФАЗОВЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ

Резонансные преобразователи постоянного напряжения, в том числе с фазовым регулированием, разрабатываются и внедряются в производство уже достаточно давно [1, 2]. Они получили довольно широкое распространение благодаря возможности получения высокого КПД за счет переключения при нулевых напряжении или токе (ПНН и ПНТ соответственно) в достаточно широком диапазоне входного напряжения. Среди преимуществ преобразователя с последовательным резонансным инвертором можно отметить следующие: наиболее простая схема; паразитные компоненты трансформатора можно использовать в резонансном контуре; стабильный КПД при изменении сопротивления нагрузки; конденсатор контура не пропускает постоянную составляющую тока, которая может возникнуть вследствие несимметричного переключения или разброса параметров силовых транзисторов, через обмотку трансформатора.

Исследование резонансных преобразователей, как правило, направленно на получение соотношений для расчета силовой части, в то время как вопросы динамики остаются малоизученными [1–3]. На рис. 1 представлена линеаризованная усредненная структурная динамическая модель силовой части исследуемого ПНН, описанная в работе [4]. Для использования данной модели при построении замкнутой системы управления преобразователя необходимо оценить её точность. Выполнить преобразование модели на рис. 1 к стандартной форме можно, записав соответствующую систему уравнений, либо свернув внутренние контуры по правилам преобразований структурных схем. Вне зависимости от выбранного способа конечный вид передаточной функции $W_6(p)$ для динамической модели на рис. 2, в стандартной форме записи будет следующий:

$$W_6(p) = \frac{K_1 (t_1^2 p^2 + t_2^2 p + 1)}{T_1^2 p^2 + T_2 p + 1},$$

где передаточный коэффициент K_1 и постоянные времени τ_1 , τ_2 , T_1 и T_2 определяются в соответствии с выражениями:

$$K_1 = \frac{4fR\mathcal{C}_k}{2 + 2fb_2(2R\mathcal{C}_k - T_{II})}, \quad t_1 = \sqrt{\frac{\tau_C T_{II}}{2}}, \quad t_2 = \frac{2\tau_C + T_{II}}{2},$$

$$T_1 = \sqrt{\frac{T_{II}(T_C + 2fb_2R\mathcal{C}_k\tau_C)}{2 + 2fb_2(2R\mathcal{C}_k - T_{II})}},$$

$$T_2 = \frac{[2T_C + T_{II} + 2fb_2(R\mathcal{C}_kT_{II} + 2R\mathcal{C}_k\tau_C - T_{II}T_C)]}{2 + 2fb_2(2R\mathcal{C}_k - T_{II})}.$$

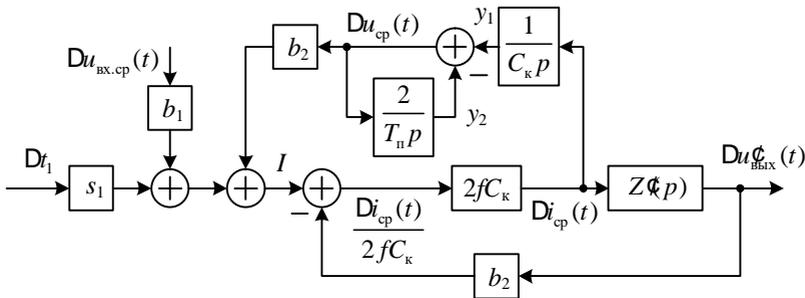


Рис. 1. Линеаризованная усредненная структурная динамическая модель ППН

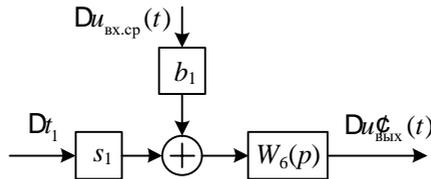


Рис. 2. Динамическая модель ППН после всех преобразований

Приняв для простоты $r_C = 0$, получим следующую передаточную функцию:

$$W_6(p) = \frac{K_1 \frac{\mathcal{C}_k T_{II}}{2} p + 1}{T_1^2 p^2 + T_2 p + 1},$$

где $\tau_C = r_C C_\phi = 0$, $T_C = (R + r_C) C_\phi = RC_\phi$ и постоянные времени T_1 и T_2 определяются новыми выражениями:

$$T_1 = \sqrt{\frac{T_{II} T_C}{2 + 2fb_2(2R\mathcal{C}_k - T_{II})}}, \quad T_2 = \frac{[2T_C + T_{II} + 2fb_2 T_{II}(R\mathcal{C}_k - T_C)]}{2 + 2fb_2(2R\mathcal{C}_k - T_{II})}.$$

Выражения для коэффициентов s_1 , b_1 и b_2 , фигурирующих в структурных схемах (рис. 1, 2) и входящих в приведенные выше уравнения, определены в [4]:

$$s_1 = -\frac{1}{C_k} u_{\text{вх}} \Phi_{12}(t_2), \quad b_1 = \Phi_{22}(t_2) - \Phi_{22}(t_1 + t_2), \quad b_2 = 1 - \Phi_{22}(t_1 + t_2),$$

$$\Phi_{12}(t_2) = -\frac{1}{w_k L} e^{-a_k t_2} \sin w_k t_2,$$

$$\Phi_{22}(t_2) = e^{-a_k t_2} \frac{\mathfrak{C}}{e} \cos w_k t_2 + \frac{a_k}{w_k} \sin w_k t_2 \ddot{\varphi},$$

$$\Phi_{22}(t_1 + t_2) = e^{-a_k(t_1 + t_2)} \frac{\mathfrak{C}}{e} \cos w_k(t_1 + t_2) + \frac{a_k}{w_k} \sin w_k(t_1 + t_2) \ddot{\varphi}$$

Для проверки динамической модели зададимся следующими параметрами преобразователя: $u_{\text{вх}} = 390$ В, $u_{\text{вых}} = 12$ В, $i_{\text{вых}} = 25$ А, $f = 140$ кГц, $ff_k = 1,077$ ($f_k = 130$ кГц), $L = 60$ мкФ, $C_k = 25$ нФ. Сравним переходные характеристики (кривые разгона), полученные с выхода преобразованной динамической модели и с выхода Simulink-модели, изображенной на рис. 3 (показана модель без дополнительных цепей измерения).

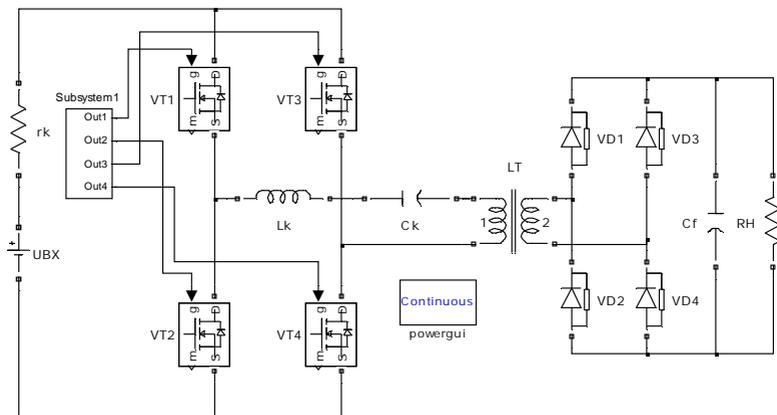


Рис. 3. Simulink-модель резонансного преобразователя без цепей измерения

Результаты моделирования представлены на рис. 4 и свидетельствуют о примерном совпадении кривых разгона. Амплитуда скачка, подаваемого на вход моделей, составила $\Delta\gamma = 0,05$. Ёмкость выходного конденсатора взята равной 1000 мкФ. Следует отметить, что с ростом амплитуды скачка будет расти и разница между сигналами разных моделей. Это объясняется тем, что представленная на рис. 3 Simulink-модель является нелинейной, а модель на рис. 1 – линеаризованной в окрестности значения $\gamma = 2t_1/T$, в которой приращение напряжения $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$ можно считать линейным. Поэтому при больших амплитудах скачка $\Delta\gamma$ нелинейность будет проявляться сильнее. Также отличия между сигналами на рис. 4 обусловлены наличием в Simulink-модели индуктивности намагничивания трансформатора и прямого падения напряжения на диодах выпрямителя.

При изменении ёмкости выходного фильтра колебательный переходный процесс становится более выраженным, что проиллюстрировано на рис. 5. Ёмкость конденсатора фильтра в данном случае составляет 100 мкФ. Различия между сигналами становятся более заметными.

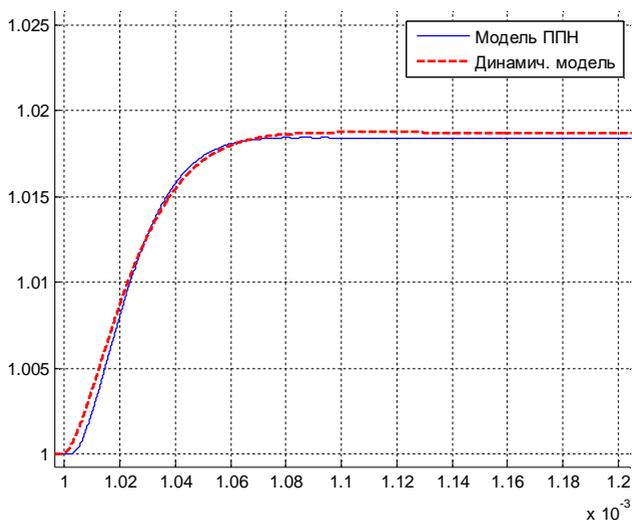


Рис. 4. Сравнение кривых разгона, полученных с использованием линеаризованной усредненной динамической модели и путем моделирования при $C_{\phi} = 1000$ мкФ

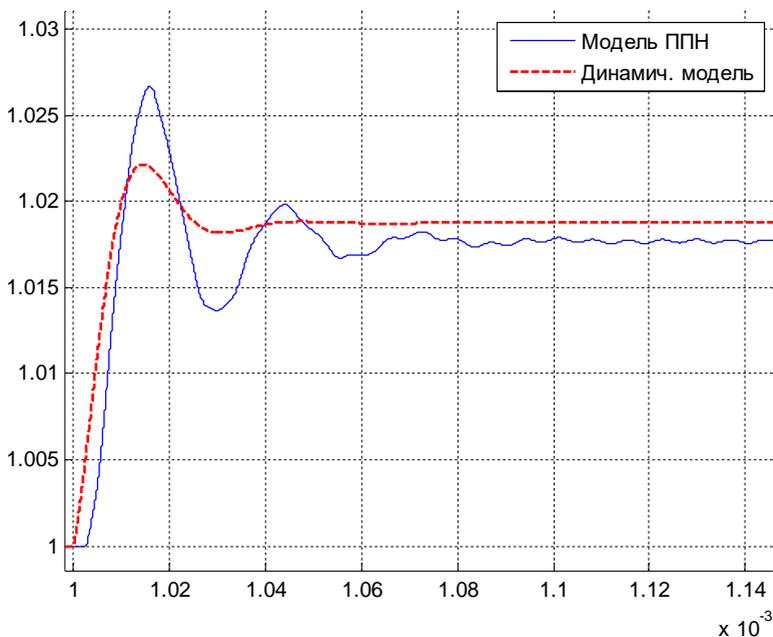


Рис. 5. Сравнение кривых разгона, полученных с использованием линейризованной усредненной динамической модели и путем моделирования при $C_{\phi} = 100$ мкФ

Литература

1. *Steigerwald R. L.* A comparison of half-bridge resonant converter topologies // *IEEE Trans. Power Electron.* Apr. 1988. Vol. 3. No. 2. PP. 174–182.
2. *Sabate J. A., Lee F. C.* Off-line Application of the Fixed-Frequency Clamped-Mode Series Resonant Converter // *IEEE Trans. Power Electron.* Jan. 1991. Vol. 6. No. 1. PP. 39–47.
3. Analysis and control of phase-shifted series resonant converter operating in discontinuous mode / *Y. V. Singh [et al.]* // *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf.* 2013. PP. 2092–2097.
4. *Белов Г.А.* Расчет переходных процессов и обоснование динамических моделей резонансного преобразователя постоянного напряжения с фазовым регулированием в режиме прерывистого тока // *Электричество.* 2019. № 5. С. 33–46.

ВРЕМЕННОЙ АНАЛИЗ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТИПА LCC

Обзор опубликованной литературы показал, что резонансные преобразователи постоянного напряжения (ППН) типа LCC применяются в широких диапазонах выходной мощности и выходного напряжения. Отмечено, что точные методы расчета и проектирования резонансных ППН требуют поинтервального анализа процессов, в отличие, например, от метода основной гармоники.

В докладе, результаты, полученные авторами векторно-матричным методом поинтервального анализа резонансных ППН типа LCC , сравниваются с результатами, полученными операторным методом анализа, изложенными в опубликованной литературе [2–5]. Выполненный авторами доклада анализ с учётом ёмкости трансформатора [1] легко распространяется и на ППН типа LCC . Недостатком известных публикаций является то, что анализ процессов в резонансных ППН проводится без учёта активного сопротивления последовательного LC -контура, что, в принципе, допустимо поскольку современные ППН обладают высоким КПД. Однако при таком допущении невозможно рассчитать КПД ППН. Использование при расчете КПД выражаемое для токов в LC -контуре, полученных без учёта активных сопротивлений контура, представляется не совсем корректным.

В опубликованной литературе анализ процессов в резонансных ППН проводится без учёта тока намагничивания трансформатора и паразитной емкости трансформатора. В литературе отмечены преимущества и особенности резонансных ППН и, в частности, ППН типа LCC [2–5].

Последовательный резонансный преобразователь типа LC отличается тем, что выходной ток не зависит от тока нагрузки и преобразователь ведёт себя как источник тока. Однако при увеличении тока нагрузка увеличивается пульсации выходного напряжения. Параллельный резонансный преобразователь типа LC отличается тем, что его выходное напряжение мало зависит от тока нагрузки. При частотном регулировании в РНТ выходное напряжение может регулироваться в режиме, близком к холостому ходу, однако сни-

жается КПД, поэтому параллельные ППН больше подходят для использования при низком напряжении и большом токе [4].

ППН типа *LCC* объединяет преимущества последовательного и параллельного резонансных ППН [2].

В статье [2] рассматривается ППН типа *LCC* для питания пещей электронно-лучевой плавки в режиме прерывистого тока РПТ1 (в отличие от РПТ2) с тиристорным выпрямителем на входе. Учитывая максимально возможную мощность высокочастотного трансформатора с нанокристаллическими сердечниками на частоте 20 кГц, равную 150 кВт, ППН строится из трёх преобразователей каждый на 150 кВт и выходное напряжение 10 кВт, соединенных параллельно по входу и последовательно по выходу. Таким образом строится ППН типа *LCC* на 450 кВт и 30 кВ.

В статье [5] рассмотрен ППН типа *LCC* для питания ноутбука мощностью 100 Вт с выходным напряжением 19 В.

Силовая часть исследуемой схемы резонансных ППН представлена на рис. 1, *а*, эквивалентные схемы для интервалов линейности – на рис. 1, *б* и *в*. При этом сохранены обозначения, принятые в статье [1] при анализе резонансных ППН с учетом ёмкости трансформатора $C_{тр}$. Этим подчеркивается сходство методик временного анализа, используемых в статье [1], с методиками анализа ППН типа *LCC*. Далее под $C'_{тр}$ будет подразумеваться ёмкость трансформатора, приведённая к первичной обмотке.

В зависимости от построения схемы управления в резонансном ППН типа *LCC* возможны два различных режима прерывистого тока, РПТ1 и РПТ2 [2]. РПТ1 считается более простым в использовании и имеет лучшие частотные характеристики и регулировочные свойства.

Кривые на рис. 2 соответствуют одному из возможных режимов прерывистого тока $t_1 \rightarrow t'_2 \rightarrow t_2$.

В РПТ1 возможны четыре различных рабочих интервала t_1 , t'_2 , t_2 , t_3 . Интервал t_1 включенного состояния транзисторов *VT1*, *VT4*, которые включаются при нулевом значении тока. Открываются также диоды *VD5*, *VD8* выпрямителя. Ёмкость $C'_{тр}$ оказывается подключенной параллельно с гораздо большей ёмкостью $C_{ф}$, поэтому не влияет на процессы ППН на интервале t_1 .

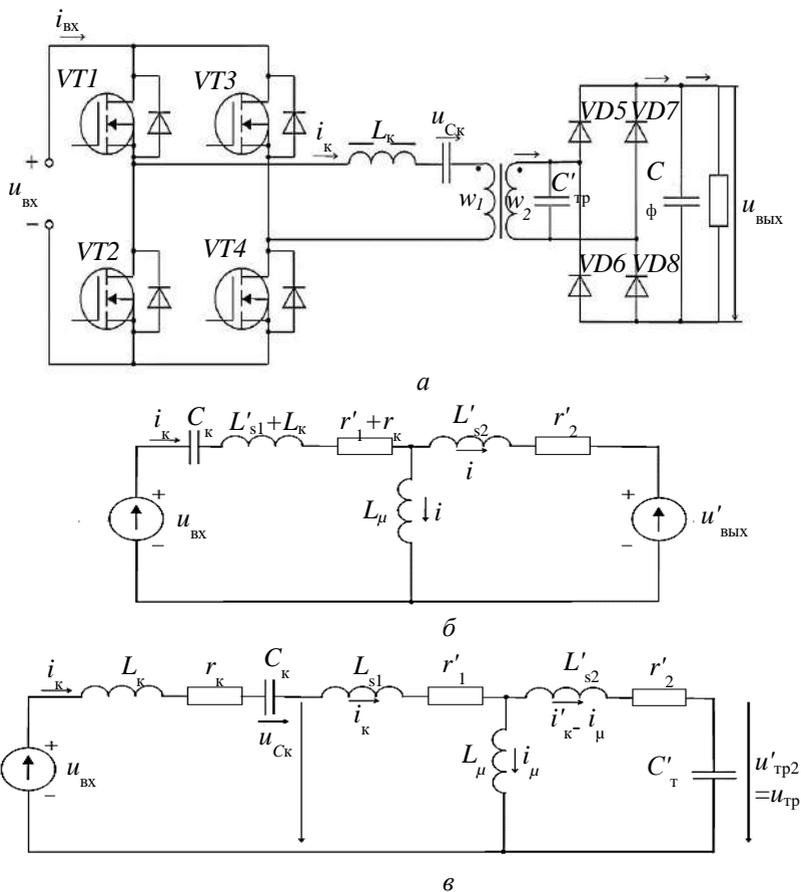


Рис. 1. Схема силовой части ППН типа LCC (а), эквивалентная схема для интервалов линейности (б и в)

На интервале t'_2 диоды выходного выпрямителя закрыты, но открыты обратные диоды $VD1, VD4$. Происходит перезарядка емкости C_ϕ от напряжения $+u_{\text{ВЫХ}}$ до $-u_{\text{ВЫХ}}$.

На интервале t_2 открывается вторая пара диодов выходного выпрямителя, через которые замыкается выходной ток i_k , изменивший свое направление; остаются открытыми обратные диоды $VD1, VD4$. Энергия снова передается со входа ППН на его выход. Интервал t_3 соответствует бестоковой паузе.

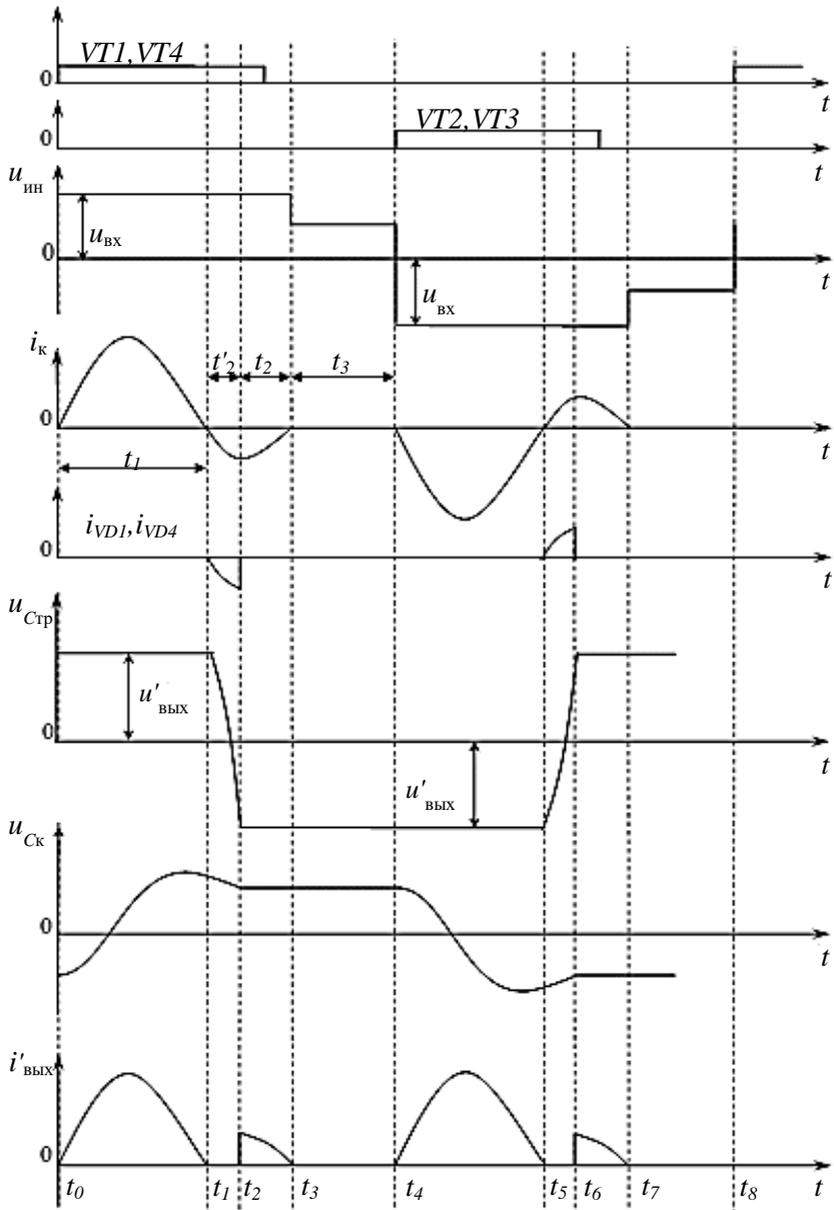


Рис. 2. Временные диаграммы иллюстрирующие работу ППН

Литература

1. Белов Г. А., Серебрянников А. В., Семенов Ю. М. Влияние ёмкости трансформатора на процессы в резонансном преобразователе в режиме прерывистого тока // Практическая силовая электроника. 2021. № 1 (81). С. 8–20.
2. Zhang Haifeng, Wang Peng. Design of an LCC Resonant Converter for Furnace Power Supply during Electron Bean Melting // IEEE Journal of Industry Applications. 2017. Vol. 6. No. 6. PP. 387–394.
3. Automated Design of a High- Power High-Frequency LCC Resonant Converter for Electrostatic Precipitators / Thiago B. Soeiro [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. Nov. 2013. Vol. 60. No. 11. PP. 4805–4819.
4. Time Domain Analysis and Efficiency Research of High Voltage Power Supply for Electron Bean Welder Based on LCC Resonance in DCM / Shengwen Fan [et al.] // IEEE 2017, Power Electronics and Motor Drives Engineering Center, North China University of Technology.
5. Pawellek A., Bucher A., Duerbaum T. Resonant LCC Convert for Low-Profile Applications // 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. 2010. PP. 1309–1314.

Быков К.В.

(Чебоксары, ООО НПП «ЭКРА»)

ТРАНЗИСТОРНОЕ ЗАРЯДНО-ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ СИСТЕМ ОПЕРАТИВНОГО ПОСТОЯННОГО ТОКА ПОДСТАНЦИЙ И ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ

Зарядно-выпрямительные устройства (ЗВУ) являются основными источниками питания в системах оперативного постоянного тока (СОПТ) подстанций и электростанций. ЗВУ обеспечивают заряд/подзаряд аккумуляторной батареи (АБ) и питание нагрузки в нормальном режиме функционирования СОПТ.

ЗВУ должны соответствовать следующим требованиям [Лит.]:

- режимы работы: стабилизация выходного напряжения, ограничение (стабилизация) выходного тока;
- гальваническая развязка между входом и выходом;
- широкий диапазон регулирования выходного напряжения, не менее $\pm 30\%$ от номинального уровня;

- широкий диапазон регулирования выходного тока от 0 до 105 % номинального значения;
- высокая точность стабилизации выходного напряжения в установившемся режиме (0,5–1,0 %) при изменении тока нагрузки от 0 до 100 %;
- низкий уровень пульсаций выходного напряжения (0,5–1,0 %);
- коэффициент мощности не менее 0,87;
- коэффициент полезного действия не менее 0,9;
- ограничение пускового тока при подключении к сети переменного тока на уровне 110–130 % номинального значения;
- параллельная работа с аналогичным ЗВУ на общую нагрузку, с принудительным симметричным делением тока.

Обеспечивает все указанные выше требования, а также дает дополнительные преимущества перед существующими решениями транзисторное ЗВУ с применением схемы матричного непосредственного преобразователя частоты (НПЧ) (рис. 1).

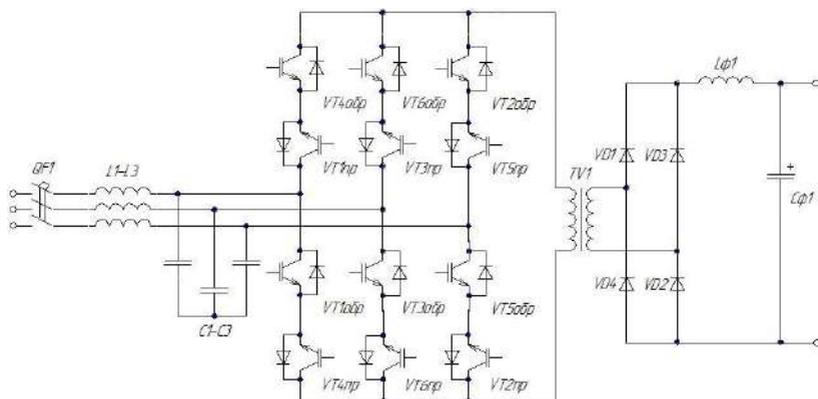


Рис. 1. Силовая схема транзисторного ЗВУ

Достоинствами ЗВУ являются:

- отсутствие громоздкого входного низкочастотного трансформатора и сглаживающего фильтра;
- отсутствие пусковых токов;
- высокий коэффициент мощности;
- возможность организовать режим рекуперации, если сделать выходной выпрямитель двунаправленным (рис. 2);

- гальваническая развязка за счёт высокочастотного трансформатора, что позволяет снизить габариты и выполнять ЗВУ модульного типа.

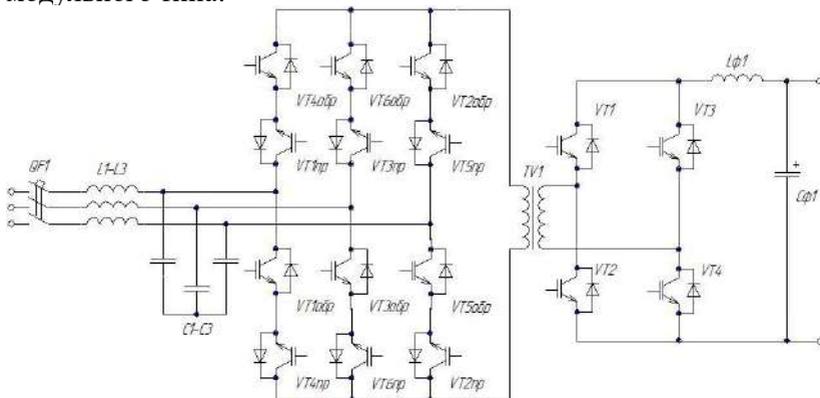


Рис. 2. Силовая схема транзисторного ЗВУ с рекуперацией энергии АБ

На первичной обмотке трансформатора TV1 из входного напряжения сети с частотой 50Гц формируется высокочастотное двухполярное напряжение с частотой в десятки килогерц. Для этого в схеме сформированы двунаправленные ключи из двух встречно-направленных транзисторов (IGBT или MOSFET), например VT1пр и VT4обр. Напряжение вторичной обмотки трансформатора выпрямляется (мостовой выпрямитель VD1-VD4) и сглаживается LC-фильтром ($L_{\phi 1}$, $C_{\phi 1}$).

Для снижения динамических потерь в транзисторах и повышения КПД преобразователя можно организовать коммутацию ключей при нулевом напряжении (рис. 3).

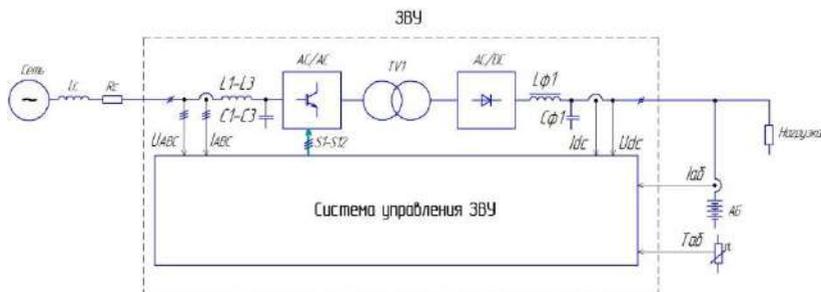


Рис. 3. Функциональная схема ЗВУ

Для ЗВУ с подобной топологией серийно производятся транзисторные модули, упрощающие ее практическую реализацию. На основе схемы ЗВУ с рекуперацией (рис. 2), возможно построение накопителей энергии и зарядных станций для электромобилей.

Литература

СТО 56947007-29.120.40.041-2010 Системы оперативного постоянного тока подстанций. Технические требования. Стандарт ОАО «ФСК ЕЭС».

Самсонов А.И.
(Чебоксары, ЧГУ)

СИЛОВЫЕ КЛЮЧИ НА ОСНОВЕ КАРБИДА КРЕМНИЯ

Карбид кремния, иногда еще называемый карборунд, – материал, состоящий из кремния и углерода в равных долях и имеющий формулу SiC. Это единственное известное бинарное соединение $A^{IV}B^{IV}$ двух элементов четвертой группы таблицы Менделеева. У SiC несколько вариантов кристаллических решеток с разными свойствами, подобно тому, как углерод встречается в природе в виде алмаза и графита – графена. Ширина запрещенной зоны для различных модификаций SiC может иметь значение в пределах от 2,72 до 3,34 эВ. Кристаллы SiC выращивают из газовой фазы или из растворов в расплаве. Для получения монокристаллов карбида кремния большое распространение получил метод сублимации. При этом методе рост кристаллов карбида кремния происходит из газовой фазы в графитовых тиглях в атмосфере инертных газов и при температуре 2500...2600 °С. Главная особенность технологии – в сложности травления карбида кремния. При комнатной температуре материал не травится кислотами. Он не вступает в реакцию с минеральными кислотами любых концентраций, включая и плавиковую кислоту, а при температуре 200 °С химически взаимодействует с ортофосфорной кислотой и смесью азотной и фтористоводородной кислот. В связи с большой твердостью подложки из карбида кремния чрезвычайно плохо поддаются механической

обработке. Также трудно обеспечить качество подложек, соответствующее уровню дефектности кремния. Для сравнения в таблице приведена ширина запрещенной зоны ряда полупроводниковых материалов.

Ширина запрещенной зоны ряда полупроводниковых материалов

Материал	Условное обозначение	Ширина запрещенной зоны (WBG), эВ
Кремний	Si	1,0
Арсенид галлия	GaAs	1,4
Карбид кремния	SiC	3,3
Нитрид галлия	GaN	3,4

Преимущества SiC, которые важны для электроники, обусловлены широкой запрещенной зоной, также высокой напряженностью электрического поля, при котором материал пробивается, и большая теплопроводность. Это означает, что широкозонные полупроводники способны работать при более высоких напряжениях и температурах, чем узкозонные. Существует и ещё более широкозонные полупроводники, чем SiC, например оксид галлия Ga_2O_3 , нитрид бора BN или нитрид алюминия AlN, но они до стадии применимости в массовой электронике пока что не дошли [6]. Преимущества SiC позволяют рассматривать его в качестве наиболее перспективного материала для разработки новых поколений устройств силовой электроники [2].

На рис. 1 представлены основные свойства полупроводниковых материалов, которые могут применяться при конструировании силовых приборов. Как видим, ключи на основе SiC выгодно отличаются за счет следующих свойств полупроводника [1]:

1) в несколько раз большая ширина запрещенной зоны, по сравнению с Si приводит к тому, что токи утечки p-n переходов чрезвычайно малы даже при повышенной температуре кристалла, что очень важно;

2) почти в 10 раз большая напряженность поля электрического пробоя, чем у кремния, приводит к значительному снижению сопротивления ключа в открытом состоянии;

3) возможность создания приборов с высокими значениями напряжений пробоя за счет большой напряженности поля электрического пробоя, начиная от 600 В;

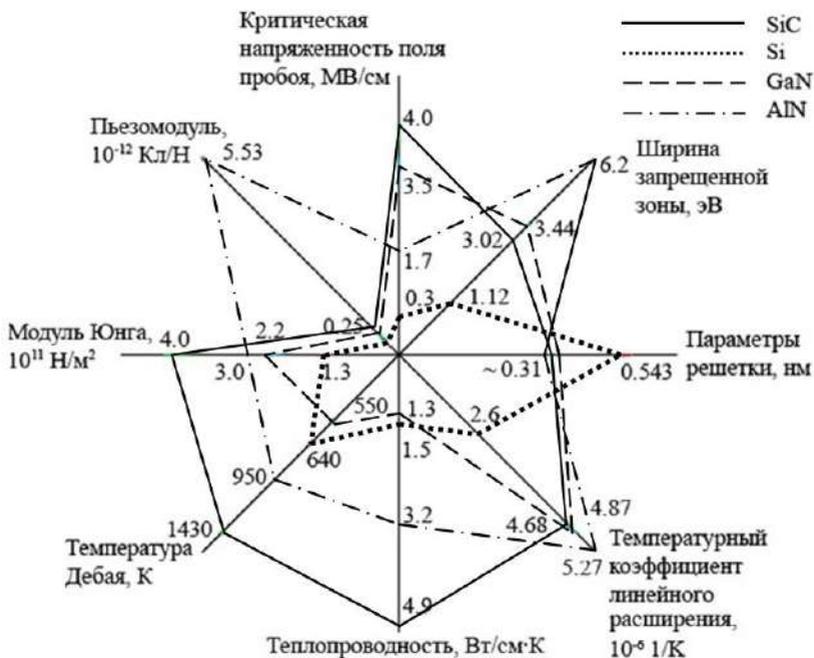


Рис. 1. Диаграмма, показывающая основные свойства полупроводниковых материалов для применения в силовой электронике

4) теплопроводность в три раза больше, чем у кремния (до 490 Вт/м·К, у меди 401 Вт/м·К), что приводит к снижению теплового сопротивления кристалла;

5) приборы, основанные на данном полупроводнике, отличаются повышенными допустимыми значениями плотностей тока;

6) малое удельное сопротивление в открытом состоянии в сочетании с высокой плотностью тока и хорошей теплопроводностью позволяет использовать для мощных приборов кристаллы очень малого размера;

7) высокие допустимые рабочие температуры позволяют создавать надежные транзисторы для жестких условий эксплуатации и специальной аппаратуры;

8) стабильность электрических характеристик при изменении температуры и отсутствие дрейфа параметров во времени обеспечивает высокую надёжность изделий.

В настоящее время приборы на основе SiC имеют высокую цену. Однако с ростом объемов производства стоимость диодов и транзисторов на карбиде кремния должна приближаться к кремниевым аналогам. Это дает возможность в полной мере раскрыть преимущества нового материала в массовых приборах за счет того, что лучшие характеристики более дорогих приборов на SiC позволяют сэкономить на других характеристиках проекта.

На рис. 2 показано, какую мощность и на какой частоте можно переключать разными полупроводниковыми приборами.

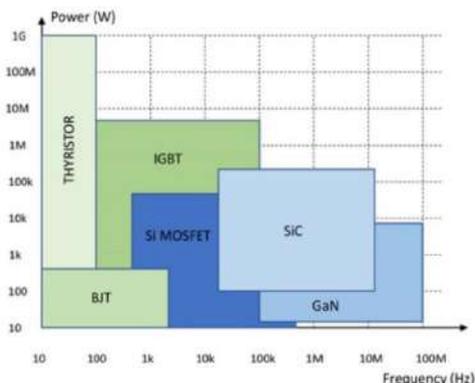


Рис. 2. Сравнение разных типов силовых ключей по мощности и частоте

Новые материалы позволяют существенно повысить частоту переключения при высоком КПД, что очень важно для уменьшения размеров приборов [3].

Компания Cree (США) – один из пионеров полупроводниковых изделий на SiC, была основана в 1987 году и в настоящее время является мировым лидером в производстве монокристаллических подложек из карбида кремния [9]. Она занимает лидирующие позиции и как производитель полупроводниковых приборов на основе SiC. В 1991 году компания Cree впервые в мире организовала коммерческий выпуск подложек из монокристалла карбида кремния. В начале 1990-х годов фирма Cree начала интенсивные исследования в области светоизлучающих структур нитрида галлия (GaN) и твердых растворов на его основе на подложках из SiC. Компания быстро прогрессировала и заняла лидирующие позиции на мировом рынке в секторе силовых приборов на основе карбида кремния. А в 1993 году компания Cree разработала СВЧ-транзистор

на подложке SiC, работающий на частоте 12,9 ГГц. В 2001 году разработана технология диодов Шоттки на SiC. В августе 2002 года была завершена разработка мощного диода Шоттки на 20 А, 600 В, Zero Recovery (с нулевым восстановлением). В апреле 2010 года начался серийный выпуск серии диодов Шоттки Z-Rec 1700 В. Компания Cree также производит подложки и эпитаксиальные материалы для других производителей полупроводниковых приборов, а также для исследовательских центров. Первые коммерчески доступные диоды на карбиде кремния появились в 2006 году, первые транзисторы – в 2011, а широкое применение началось буквально два-три года назад, когда не только были отработаны технологии, но и достаточно снизились цены.

Силовые SiC-приборы могут быть предназначены для эффективного преобразования энергии от солнечных батарей в промышленные сети и для преобразования сетевого напряжения в постоянное или переменное напряжения для питания компьютеров, систем накопления энергии, цифровых систем связи, электрических приводов, зарядных устройств и других приложений. Например, гибридные электромобили (HEV), подзаряжаемые гибридные электромобили (PHEV) и батарейные электромобили (BEV) содержат ряд критических важных систем, в которых использование силовых SiC-приборов позволяет повысить КПД и производительность [4].

В последние годы в СМИ появляется всё больше новостей об успешном внедрении в массовое производство приборов на основе карбида кремния. Практическая польза от внедрения SiC была довольно наглядно продемонстрирована компанией ROHM на примере инверторов, стоящих в автомобилях команды Venturi в формуле E. Первое поколение, рассчитанное на мощность 200 кВт при рабочем напряжении 600 В, было полностью кремниевым: IGBT и дискретные диоды. Второе поколение использовало только карбид-кремниевые диоды, позволившие сэкономить 13 % массы и 19 % объема, а также уменьшить потери энергии при преобразовании на 30 %. Третье поколение, уже полностью карбидкремниевое, получилось на 40 % легче исходного, на 43 % компактнее и имела в четыре раза меньшие потери мощности. В обычных электромобилях также уже применяются транзисторы из карбида кремния.

По данным компании Wolfspeed (дочерняя компания концерна Cree, специализирующаяся на дискретных устройствах на основе

карбида кремния (SiC) и модулях для радиочастотных и силовых устройств), использование SiC MOSFET с сопротивлением открытого канала 10 мОм может снизить потери в инверторе на 78 % [10]. Таким образом, потери энергии в электроприводе, составляющие примерно около 7 % от общих потерь автомобиля, можно снизить до 2 %, и уменьшить емкость аккумуляторной батареи, достигнув той же дистанции пробега без подзаряда, или увеличить дистанцию для данного аккумулятора [4].

Рост популярности электротранспорта и энергоэффективных передающих устройств сетей связи наблюдается уже несколько лет подряд. Производство электродвигателей, аккумуляторов, зарядных станций растет стремительными темпами, только в одном Китае потребность в электромобилях в 2020 году превысила 500 000 единиц. Количество электробусов в Москве уже больше, чем в любой другой столице Европы. Увеличиваются и требования к энергоэффективности. Данная тенденция привела к росту потребности в силовой электронике. Однако на данный момент до 90% российского рынка силовой электроники занято модулями на кристаллах иностранного производства [5].

АО НПК «Электровыпрямитель» в г. Саранск в рамках выполнения проекта совместно с Минэнерго России впервые в России освоил производство n-n эпитаксиальных структур монокристаллического карбида кремния диаметром до 100,0 мм для производства электронной компонентной базы [8]. Также в России развитием производства карбида кремния занимается завод «Ангстрем» (г. Москва, Зеленоград) – российское предприятие полного цикла по изготовлению силовых полупроводниковых приборов). ЗАО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ» (правопреемник Брянского завода полупроводниковых приборов) в г. Брянск серийно выпускают собственные карбидокремниевые диоды Шоттки на коммутируемые токи 2, 5, 10 А и напряжения 1200 В, это позволило провести полноценное импортозамещение изделий фирмы Cree (США) [7]. В настоящее время ЗАО «ГРУППА КРЕМНИЙ ЭЛ» разрабатывает многокристалльные сборки и модули на полученных кристаллах карбидокремниевых диодов Шоттки.

Кроме того, прошла информация, что НПО «ЭНЕРГО-МОДУЛЬ» приступило к разработке и выпуску силовых MOSFET-модулей с применением элементной компонентной

базы на основе карбида кремния (SiC), а также силовых модулей в основе которых лежат карбидокремниевые диоды Шоттки (пока используются импортные кристаллы).

Литература

1. *Полищук А.* Полупроводниковые приборы на основе карбида кремния настоящее и будущее силовой электроники // Компоненты и технологии. 2004. № 8. С. 24–30.

2. *Колтаков А.* Карбид кремния: панацея или не будем спешить? // Силовая электроника. 2015. № 6. С. 8–14.

3. *Колтаков А., Штефан Хаузер.* 100% SiC или гибрид? // Силовая электроника. 2016. № 6. С. 21–25.

4. *Карташов Е., Смирнова В.* Силовые SiC-приборы: прорыв на системном уровне // Силовая электроника. 2019. № 5. С. 18–19.

5. *Клейн С., Вренев Я., Голик О.* Силовая ЭКБ: линейка полностью отечественных IGBT-модулей // Силовая электроника. 2020. № 5. С. 25–31.

6. *Войтович А., Гордеев А., Думаневич В.* Si, GaAs, SiC, GaN Силовая электроника. Сравнение, новые возможности // Силовая электроника. 2010. № 5. С. 4–10.

7. Продукция АО НПК «Электровыпрямитель» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://elvsic.ru/produktsiya> (дата обращения: 25.04.2021)

8. Карточка проекта «Подготовка и освоение производства монокристаллического карбида кремния (SiC), высоковольтных быстродействующих полупроводниковых приборов нового поколения на SiC и мощных малогабаритных энергосберегающих преобразователей на их основе» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://in.minenergo.gov.ru/tek/federal/elektro-i-teploenergetika/podgotovka-i-osvoenie-proizvodstva-monokristallicheskogo-karbida-kremniya-sic-vysokovoltnykh-bystrrod> (дата обращения: 25.04.2021)

9. Cree. History & Milestones [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.cree.com/about/history-and-milestones> (дата обращения: 25.04.2021).

10. Wolfspeed Automotive Applications [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.wolfspeed.com/applications/automotive> (дата обращения: 25.04.2021).

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Нелинейная нагрузка генерирует несинусоидальный ток, искажающий форму напряжения и тока питающей сети. Снизить влияние источников с импульсными режимами работы позволяют корректоры коэффициента мощности (ККМ). При питании от трехфазной сети к линейным напряжениям подключаются три однофазных ККМ. Наиболее эффективны активные ККМ, которые часто реализуются на основе мостовой схемы [1, 2].

Схема однофазного преобразователя напряжения с коррекцией коэффициента мощности приведена на рис. 1.

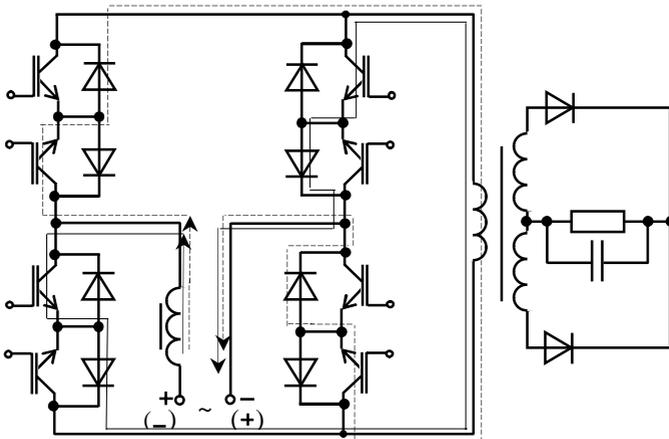


Рис. 1. Однофазный преобразователь напряжения с коррекцией коэффициента мощности

Преобразователь работает следующим образом (рис. 2).

На интервале $0-t_1$ включены транзисторы VT_2 и VT_5 . Ток, возрастая, протекает по пути $+e_c-L-VT_2-VD_9-VT_5-VD_6-e_c$, так как источник питания закорочен на входной дроссель.

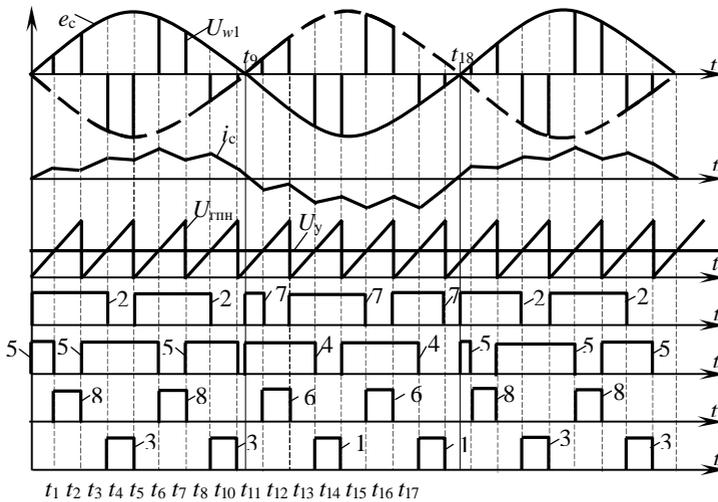


Рис. 2. Временные диаграммы работы преобразователя напряжения (цифрами обозначены номера транзисторов в соответствии с рис. 1)

На интервале t_1-t_2 транзистор VT_5 выключен, а VT_8 включен. Ток источника протекает по пути $+e_c-L-VT_2-VD_1-w_1-VT_8-VD_7-e_c$. Энергия от источника питания передается через трансформатор TV в нагрузку.

На интервале t_2-t_3 транзистор VT_8 выключен, а VT_5 вновь включен. Источник питания закорачивается на дроссель L и ток i_c в нем возрастает, протекая по пути $+e_c-L-VT_2-VD_9-VT_5-VD_6-e_c$.

На интервале t_3-t_4 транзистор VT_2 выключен, а VT_3 включен. В результате ток протекает по пути $+e_c-L-VT_3-VD_4-w_1-VT_5-VD_6-e_c$, а полярность напряжения на первичной обмотке трансформатора меняется (на рис. 1 приведена в скобках).

На интервалах t_4-t_5 , t_5-t_6 , t_6-t_7 и t_7-t_8 процессы предыдущего четверть периода повторяются.

На интервале t_8-t_9 все транзисторы должны быть выключены. Ток в нагрузке протекает по вторичной обмотке трансформатора TV .

На интервале t_9-t_{10} полярность напряжения сети меняется (на рис. 1 показана в скобках), при этом транзисторы VT_7 и VT_4

включены и ток протекает по пути $+e_c - VT_7 - VD_8 - VT_4 - VD_3 - L - e_c$, минуя обмотку трансформатора.

На интервале $t_{10} - t_{11}$ транзистор VT_7 выключен, а VT_6 включен. Ток протекает по пути $+e_c - VT_6 - VD_5 - w_1 - VT_4 - VD_3 - L - e_c$, при этом энергия передается в нагрузку.

На интервале $t_{11} - t_{12}$ транзистор VT_6 выключен, а VT_7 включен. Ток протекает по пути $+e_c - VT_7 - VD_8 - VT_4 - VD_3 - L - e_c$, закорачивая источник питания на дроссель L .

На интервале $t_{12} - t_{13}$ транзистор VT_4 выключен, а VT_1 включен. Ток вновь протекает по пути $+e_c - VT_7 - VD_8 - w_1 - VT_1 - VD_2 - L - e_c$, при этом энергия передается в нагрузку.

На интервалах $t_{13} - t_{14}$, $t_{14} - t_{15}$, $t_{15} - t_{16}$ и $t_{16} - t_{17}$ процессы предыдущей четверти периода повторяются.

На интервале $t_{17} - t_{18}$ все транзисторы должны быть выключены. Ток в нагрузке протекает по вторичной обмотке трансформатора.

Далее процессы периодически повторяются.

Simulink-модель силовой части преобразователя приведена на рис. 3 [3], а на рис. 4 показана временная диаграмма системы управления.

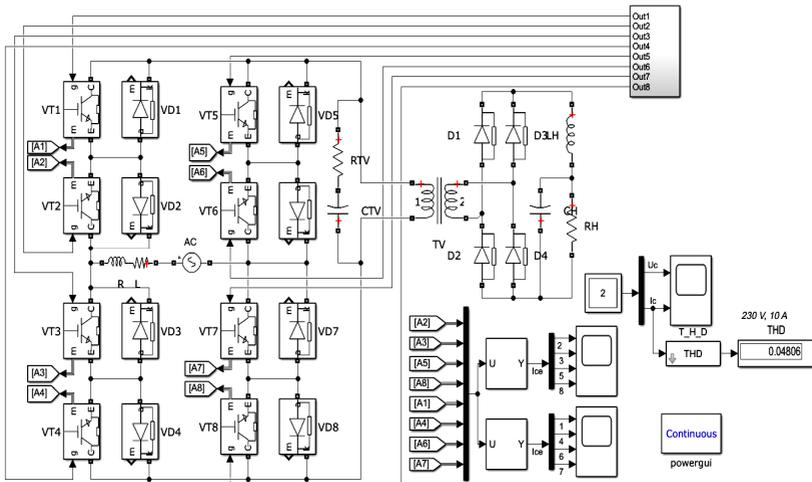


Рис. 3. Simulink-модель силовой части преобразователя

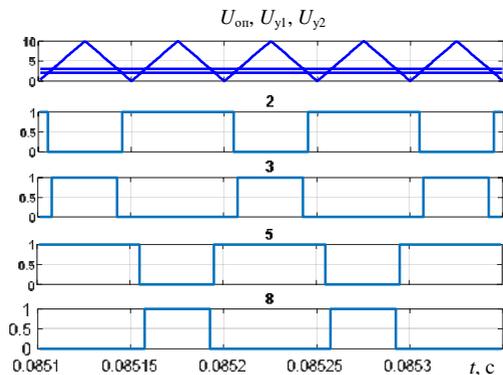


Рис. 4. Временные диаграммы работы системы управления (номера импульсов управления соответствуют нумерации транзисторов на рис. 3)

В отличие от рис. 2 система управления в модели, приведенной на рис. 3, реализована на основе треугольного опорного напряжения $U_{оп}$ и использовано два управляющих напряжения U_{y1} и U_{y2} , различающихся по значению, что позволило создать задержку на включение очередного транзистора.

Временные диаграммы токов транзисторов для положительного полупериода сетевого напряжения показаны на рис. 5.

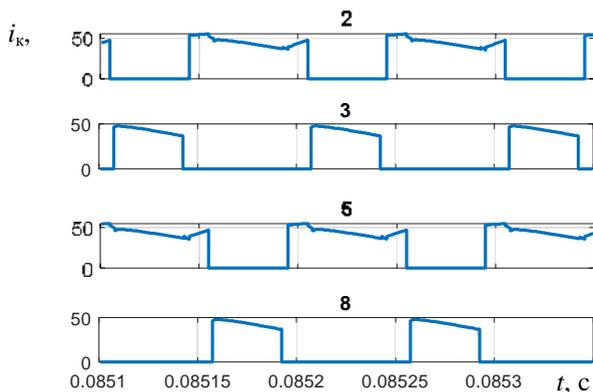


Рис. 5. Временные диаграммы токов транзисторов (номера соответствуют нумерации транзисторов на рис. 3)

Рассматриваемый преобразователь оказывает незначительное воздействие на питающую сеть (рис. 6), значение THD 4,8% (см. рис. 3) удовлетворяет требованиям стандарта.

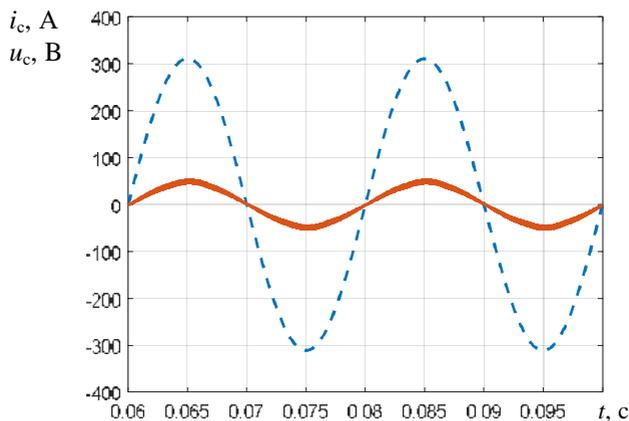


Рис. 6. Временные диаграммы напряжения (пунктир) и тока (сплошная линия) сети

При расчете выходного фильтра необходимо учитывать, что пульсации напряжения на первичной обмотке трансформатора имеют частоту 100 Гц.

Литература

1. Трехфазные корректоры коэффициента мощности / *К. В. Быков* [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 12-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2017. С. 174–180.
2. Мостовой корректор коэффициента мощности / *К. В. Быков* [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 12-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2017. С. 189–194.
3. *Лазарева Н. М., Яров В. М.* Компьютерное моделирование резонансных инверторов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. 498 с.

ПОВЫШАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С УПРОЩЕННЫМ ТОКОВЫМ КОНТУРОМ

При проектировании импульсных источников питания особое внимание уделяется процессу моделирования. В докладе приводится описание математической модели упрощенного токового контура повышающего импульсного преобразователя с микросхемой управления RT8525D и построение Simulink-модели преобразователя. Микросхема RT8525D представляет собой ШИМ контроллер с диапазоном напряжения питания от 4,25 до 25 В [1].

На рис. 1 представлена схема повышающего импульсного преобразователя. Ток N-канального MOSFET транзистора измеряется внешним шунтом R_S . Внутренний источник тока совместно с резистором R_{SLP} , подключенным к выводу ISW образуют пилу с амплитудой $u_{п} = R_{SENSE} \cdot 50 \cdot 10^{-6}$ В [1].

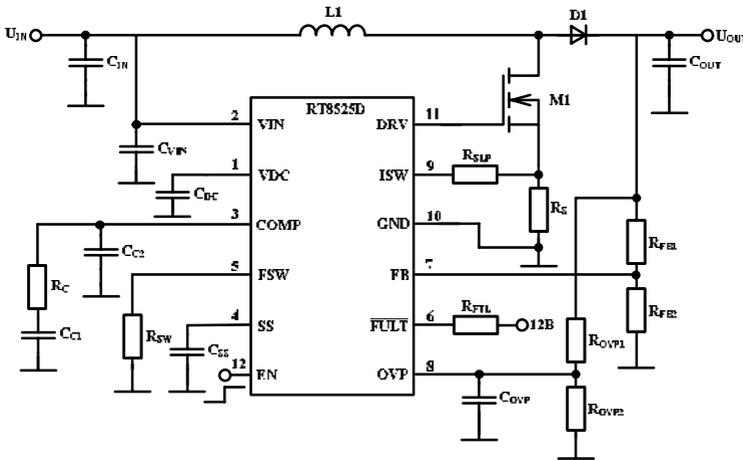


Рис. 1. Схема повышающего импульсного преобразователя на микросхеме RT8525D

На рис. 2 показана функциональная блок-схема микросхемы RT8525D, назначение выводов представлено в табл. 1. Блок подавления помех (рис. 2) необходим, чтобы избежать влияния шумов и паразитных параметров схемы на измеренное значение напряжения на выводе ISW [1].

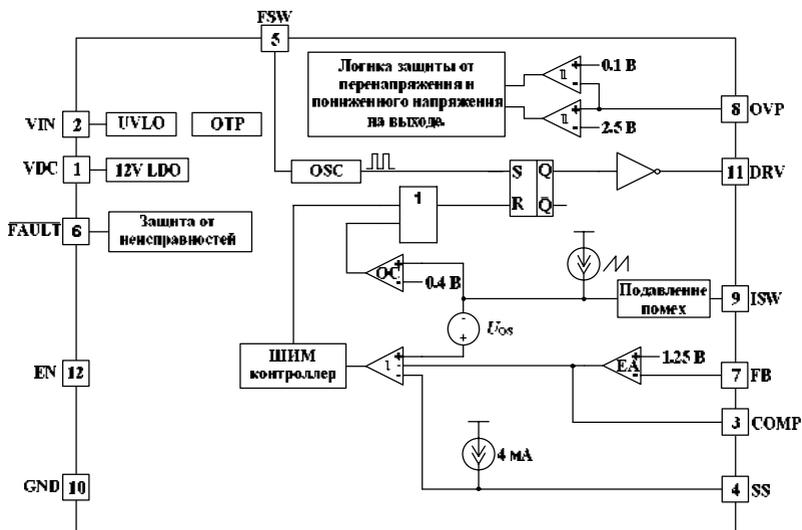


Рис. 2. Функциональная блок-схема RT8525D

Описание выводов микросхемы RT8525D

Вывод		Описание
VDC	1	Вывод внутреннего пре-регулятора.
VIN	2	Вывод для питания микросхемы
COMP	3	К выводу COMP необходимо подключить схему коррекции усилителя ошибки. Схема коррекции должна быть соединена с землей.
SS	4	К выводу подключается конденсатор для настройки времени плавного пуска.
FSW	5	Вывод для настройки частоты. Этот вывод позволяет изменять частоту от 50 кГц до 600 кГц при помощи резистора.
$\overline{\text{FAULT}}$	6	Выход, в активном состоянии подключенный к земле, для обнаружения неисправностей.
FB	7	Вывод для подключения обратной связи по напряжению, подключаемый к инвертирующему входу усилителя ошибки.
OVP	8	Напряжение на этом выводе обеспечивает защиту от перенапряжения и пониженного напряжения выхода преобразователя.

Вывод		Описание
ISW	9	Вывод для обеспечения обратной связи по току. Между истоком MOSFET и землей должен быть подключен резистор для измерения тока.
GND	10, 13	Земля для микросхемы. Контактная площадка 13, подключенная к земле, должна быть припаяна к печатной плате для максимального рассеивания мощности.
DRV	11	Выходной драйвер для N-MOSFET.
EN	12	Разрешение доступа с высоким активным уровнем.

На рис. 3 представлена схема двухконтурной обратной связи микросхемы RT8525D, которая состоит из усилителя ошибки DA1, ШИМ-компаратора DA2, ограничительного компаратора DA3 и RS-триггера [1].

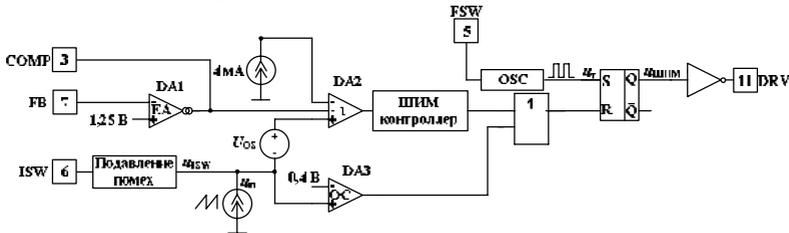


Рис. 3. Схема двухконтурной обратной связи микросхемы RT8525D

Схема упрощенного токового контура с микросхемой RT8525D показана на рис. 4 [2]. Триггер устанавливается в состояние 1 тактовыми импульсами, поступающими от задающего генератора u_r . При этом на выходе ШИМ начинает формироваться положительный импульс $u_{\text{ШИМ}}$, который через драйвер поступает на затвор силового MOSFET, вызывая его отпирание.

В момент, когда напряжение на выходе усилителя ошибки DA1 совпадает с суммой напряжений с токоизмерительного резистора на истоке MOSFET u_{ISW} и пилообразного напряжения u_r и напряжения U_{OS} , RS-триггер сбрасывается, запирая транзистор [3]. Таким образом, на выходе ШИМ формируется прямоугольный импульс $u_{\text{ШИМ}}$ длительностью t_1 , не показанные на рис. (рис. 5) [2].

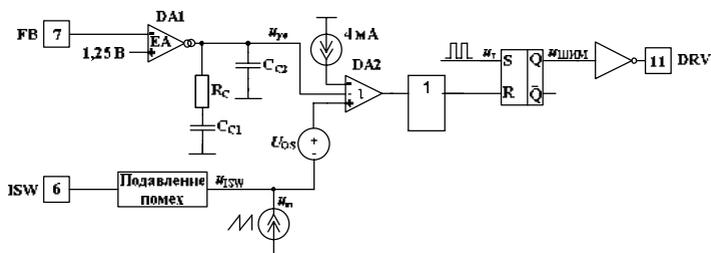


Рис. 4. Упрощенный токовый контур с микросхемой RT8525D

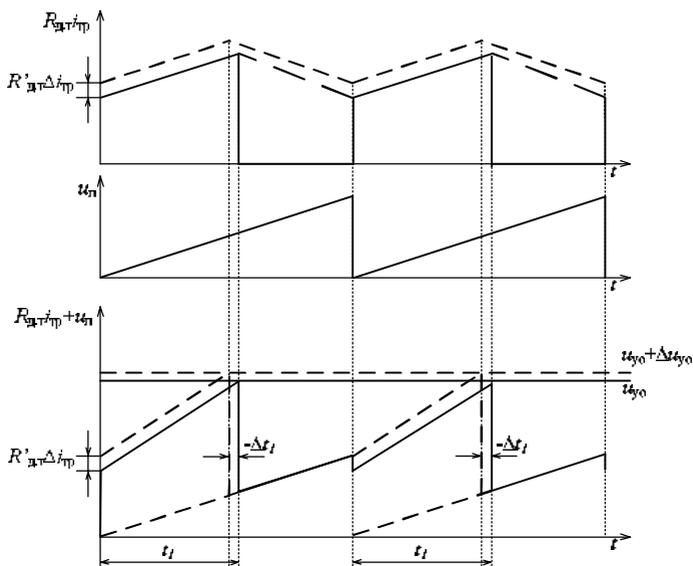


Рис. 5. Временные диаграммы токового контура микросхемы RT8525D

На рис. 6. представлена схема Simulink-модели повышающего преобразователя с упрощенным токовым контуром.

Структурная Simulink-модель системы управления с упрощенным токовым контуром (рис. 7) строится в соответствии со схемой, приведенной на рис. 4, в которой транскондуктивный операционный усилитель DA1 был заменен обычным операционным усилителем с коэффициентом усиления напряжения взятым из схемы с транскондуктивным усилителем [4, 5].

В момент, когда скорректированное напряжение ошибки u_{yo} и сумма напряжений токоизмерительного резистора R_s , пилооб-

разного напряжения $u_{п}$ и напряжения U_{OS} совпадают, как показано на рис. 8, RS-триггер сбрасывается, запирая транзистор.

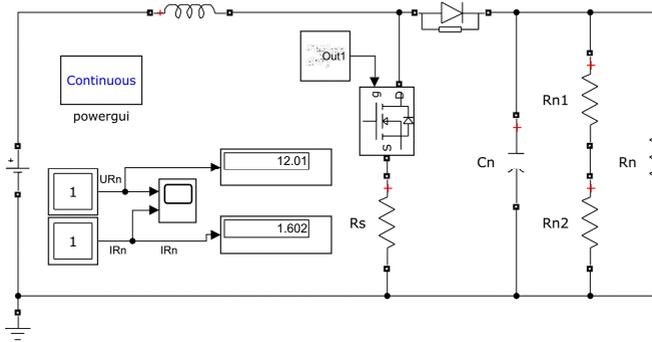


Рис. 6. Simulink-модель повышающего импульсного преобразователя с упрощенным токовым контуром

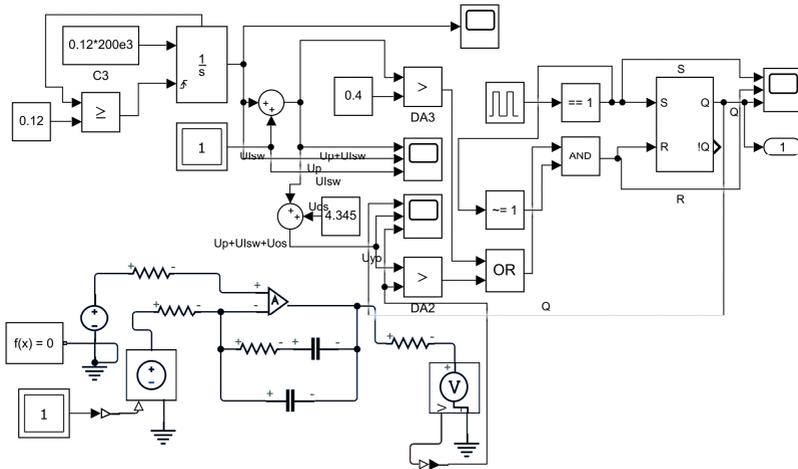


Рис. 7. Схема упрощенного токового контура микросхемы RT8525D собранная в Simulink

На рис. 9 показаны снятые с модели осциллограммы напряжения и тока нагрузки при пуске, из которых видно, что у системы с замкнутым контуром управления переходный процесс устанавливается плавно, нет скачков напряжения в начале периода, которые присутствуют в системах с разомкнутым контуром управления.

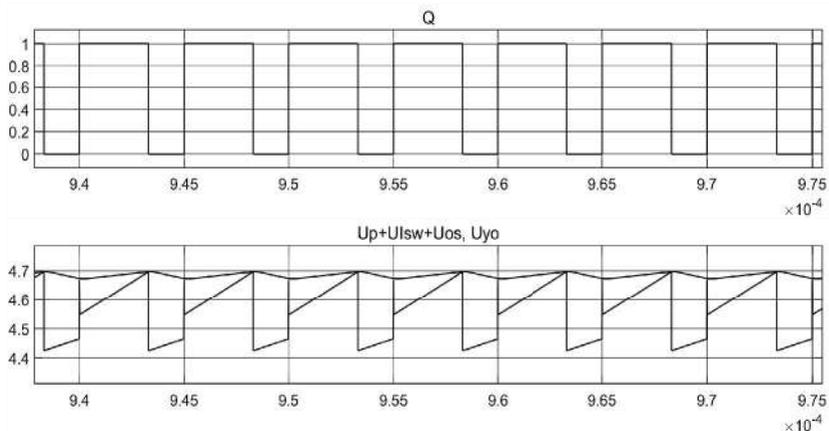


Рис. 8. Временные диаграммы напряжения на выводе u_{ISW} , напряжения пилы u_n

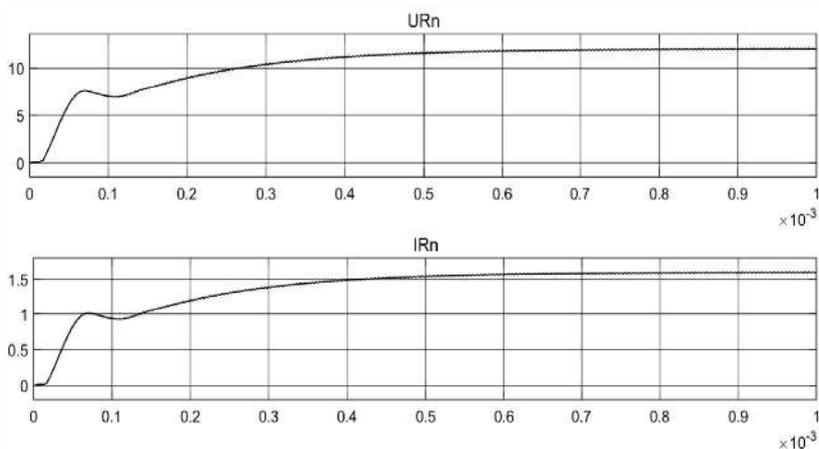


Рис. 9. Напряжение и ток на нагрузке повышающего преобразователя с замкнутым контуром

Нагрузочная характеристика преобразователя (рис. 6), представлена на рис. 10. В диапазоне тока нагрузки от 0,1 до 2 А выходное напряжение преобразователя изменяется не более чем на 5 % от номинального значения ($u_{\text{вых.ном}} = 12 \text{ В}$).

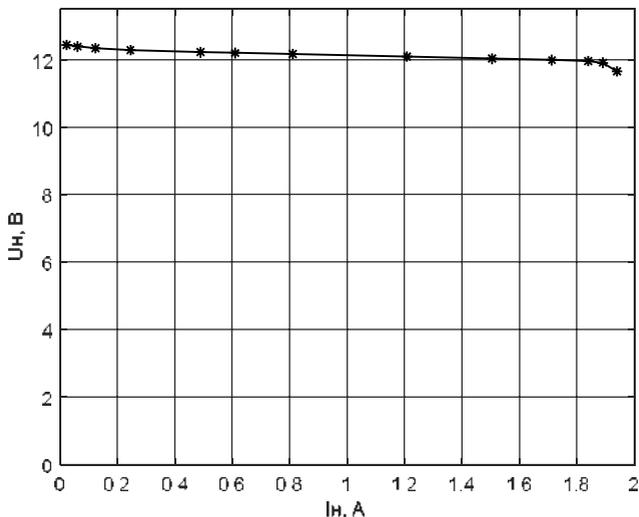


Рис. 10. Нагрузочная характеристика повышающего преобразователя с замкнутым контуром

Литература

1. RICHTEK Current Mode Boost Controller [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.richtek.com/assets/product_file/RT8525D/DS8525D-01.pdf (дата обращения: 25.04.2021)
2. Белов Г. А. Импульсные преобразователи с системами управления на серийных микросхемах. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. 330 с.
3. Белов Г. А. Теория импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. 330 с.
4. Modeling, analysis and compensation of the current-mode converter. Application note U-97 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ti.com/lit/an/slua101/slua101.pdf> (дата обращения: 25.04.2021)
5. Switch-mode power converter compensation made easy [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup340/slup340.pdf> (дата обращения: 25.04.2021)

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ТИРИСТОРНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

При оценке коммутационной устойчивости и работоспособности параллельного инвертора тока тиристорных преобразователей частоты (ТПЧ) индукционных установок (рис. 1) используют нагрузочную, входную характеристики и зависимость угла δ , отводимого схемой инвертора на восстановление запирающих свойств тиристоров в функции обобщенных параметров [1, 2].

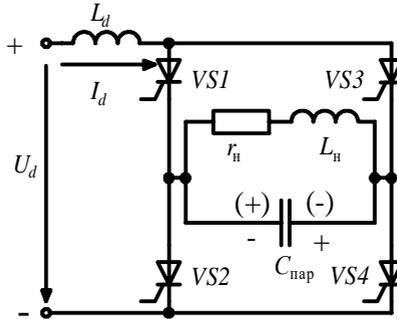


Рис. 1. Принципиальная схема параллельного инвертора тока

С помощью метода основной гармонической составляющей выразим угол δ , используя коэффициент нагрузки $D_n = \omega r_n C_{\text{пар}}$,

$$d = \arctg \frac{\omega r_n C_{\text{пар}}}{\omega} (\text{tg}^2 j_n + 1) - \text{tg} j_n \dot{u} = \arctg \frac{\dot{e} k_1 (k_1 - 1)}{\dot{e} D_n} + D_n \dot{u},$$

где ω – круговая частота инвертирования; $\text{tg} j_n = \omega L_n / r_n$ – добротность нагрузки; $k_1 = \omega^2 L_n C_{\text{пар}}$.

Условие коммутационной устойчивости инвертора

$$d > d_{\text{min}}, \quad (1)$$

где $d_{\text{min}} = (1,5 \text{К} 2) \omega t_{\text{в.п.}}$ – минимально допустимое значение угла δ ; $t_{\text{в.п.}}$ – паспортное значение времени тиристора, отводимого на восстановление его запирающих свойств.

Для выполнения условия (1) на некоторых участках интервала изменения коэффициента нагрузки D_n , необходимо чтобы корни уравнения

$$D_n^2 - D_n \operatorname{tg} d_{\min} + k_1(k_1 - 1) = 0 \quad (2)$$

были вещественными.

Условие вещественности и неотрицательности корней уравнения (2)

$$k_1 \leq \frac{1 + \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 d_{\min}}}{2} = k_{1\text{гр}}$$

или

$$C_{\text{пар}} \leq \frac{1 + \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 d_{\min}}}{2W^2 L_n} = C_{\text{пар.гр}}$$

В этом случае интервалы коммутационной устойчивости инвертора для $L_n > 0$ $D_n \in (0; D_{n1}] \cup [D_{n2}; \infty)$, а для $L_n = 0$ —

$D_n \in [\operatorname{tg} d_{\min}; \infty)$, где $D_{n1,2} = \frac{\operatorname{tg} d_{\min} \pm \sqrt{\operatorname{tg}^2 d_{\min} - 4k_1(k_1 - 1)}}{2}$. Когда

$k_1 > k_{1\text{гр}}$, условие (1) выполняется на всем интервале изменения коэффициента нагрузки D_n . На рис. 2 приведены зависимости угла δ от коэффициента нагрузки D_n для различных значений k_1 .

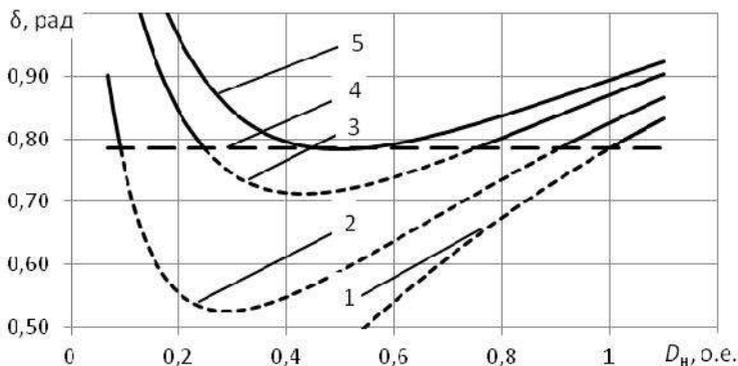


Рис. 2. Зависимости угла δ , отводимого схемой на восстановление запирающих свойств тиристоров, от коэффициента нагрузки D_n

1 — $L_n = 0$; 2 — $k_1 < k_{1\text{гр}}$, $L_{n1} \neq 0$; 3 — $k_1 < k_{1\text{гр}}$, $L_{n2} > L_{n1}$;

4 — $\delta = \delta_{\min}$; 5 — $k_1 = k_{1\text{гр}}$

Нагрузочная U_n^* и входная I_d^* характеристики в функции коэффициента нагрузки D_n имеет вид

$$U_n^* = \frac{U_n}{U_d} = 1,11h \sqrt{\frac{\dot{e} \dot{a} k_1 (k_1 - 1)}{\dot{e} \dot{c} \dot{e}} + D_n \frac{\ddot{o}^2}{\emptyset} + 1 \dot{u}},$$

$$I_d^* = \frac{I_d}{U_d w C_{\text{пар}}} = \frac{1,23h \dot{e} \dot{a} k_1 \ddot{o}^2}{\dot{e} \dot{c} \dot{e} D_n \emptyset} + 1 \dot{u} \frac{\dot{e} \dot{a} k_1 (k_1 - 1)}{\dot{e} \dot{c} \dot{e} D_n} + D_n \frac{\ddot{o}^2}{\emptyset} + 1 \dot{u},$$

где η – КПД инвертора.

В случае активной нагрузки инвертора

$$U_n^* = 1,11h \sqrt{\frac{\dot{e} \dot{a}}{\dot{e} \dot{c} \dot{e}} D_n - \frac{1}{D_n} \frac{\ddot{o}^2}{\emptyset} + 1 \dot{u}},$$

$$I_d^* = \frac{1,23h \dot{e} \dot{a}}{D_n \dot{e} \dot{c} \dot{e}} - \frac{1}{D_n} \frac{\ddot{o}^2}{\emptyset} + 1 \dot{u}.$$

На рис. 3, 4 приведены зависимости относительного напряжения на нагрузке U_n^* и относительного входного тока инвертора I_d^* от коэффициента нагрузки D_n для различных значений k_1 .

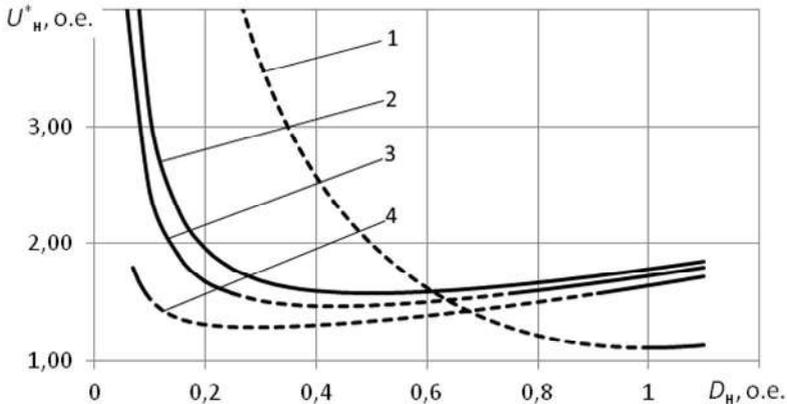


Рис. 3. Зависимости нагрузочной характеристики от коэффициента нагрузки D_n : 1 – $k_1 = 0, L_n = 0$; 2 – $k_1 = k_{1 \text{ гр}} 0$; 3 – $k_1 < k_{1 \text{ гр}}, L_{н1} \neq 0$; 4 – $k_1 < k_{1 \text{ гр}}, L_{н2} > L_{н1}$

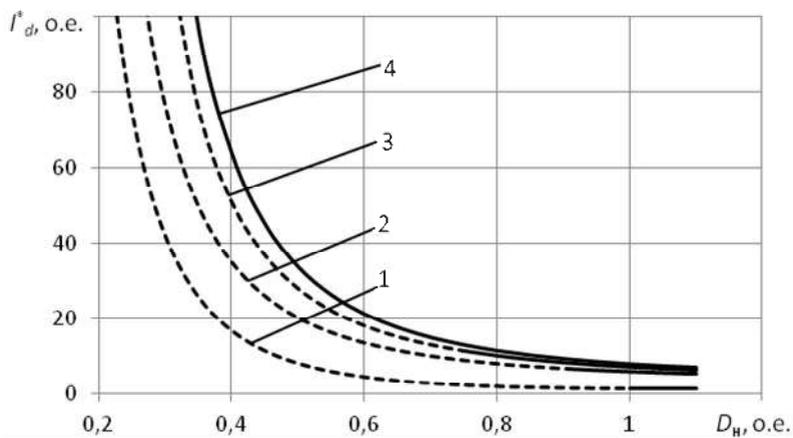


Рис. 4. Зависимости входной характеристики от коэффициента нагрузки D_n : 1 – $k_1 = 0, L_n = 0$; 2 – $k_1 < k_{1 гр}, L_{n1} \neq 0$; 3 – $k_1 < k_{1 гр}, L_{n2} > L_{n1}$; 4 – $k_1 = k_{1 гр}$;

Зависимость напряжения на нагрузке U_n^* от активного сопротивления нагрузки r_n (коэффициента нагрузки D_n) имеет экстремальный характер. Положение ее минимума определяется индуктивностью L_n нагрузки и емкостью конденсатора $C_{пар}$.

Входной ток I_d^* инвертора с увеличением активного сопротивления нагрузки r_n уменьшается, а с увеличением индуктивности L_n нагрузки и емкости конденсатора $C_{пар}$ возрастает.

Непрерывными линиями на рис. 2–4 отмечены участки коммутационной устойчивости инвертора.

Литература

1. Ильгачёв А. Н. О коммутационной устойчивости инверторов тока ТПЧ индукционных установок // Труды академии электротехнических наук Чувашской Республики. 1999. № 1–2. С. 104–109.

2. Яров В. М., Терехов В. П., Ильгачёв А. Н. Полупроводниковые преобразователи частоты для установок индукционного нагрева. Учебное пособие. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2005. 228 с.

Гольшев Н.В., Моторин С.В., Гольшев Д.Н.
(Новосибирск, Сибирский государственный
университет водного транспорта)

РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОЙ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ ДЛЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ

Защита определенной части бортовой аппаратуры от внешнего поля помех является важной задачей. Область, в которую поле не должно проникать, экранируется от области внешнего поля, при помощи металлической оболочки. Для экранирования в переменном ЭМП используют экраны из немагнитного материала, действие которых определяется наведенными в толщине стенок экрана токами и возбужденным этими токами магнитным полем [1–8].

Расчёты экранов, как правило, производятся на основе *упрощенных полуэмпирических формул*, по которым, как правило, размеры и толщина экранов определяются с *большим и неконтролируемым запасом* [3, 4, 6, 8]. Подобное положение для практики неприемлемо. Строгий метод решения подобных задач состоит в том, чтобы стенки экрана и окружающее их пространство рассматриваются как область, в которой исследуется и рассчитывается магнитное поле. К сожалению, работы, в которых применен такой подход, малодоступны [2, 3, 5] и *не содержат инженерных методик расчёта экранов*.

Поэтому разработка обоснованных инженерных методик расчёта экранов на основе решения уравнений Максвелла представляется актуальной задачей [9].

Анализ экранирующих свойств экранов разного типа.
Решая уравнения Максвелла в квазистационарной форме, нами было получено и обоснованно универсальное выражения для расчета коэффициента экранирования основных видов экранов: плоский (из параллельных пластин) экран; цилиндрический экран; сферический экран.

Универсальное выражение ***коэффициента экранирования*** имеет вид:

$$b = \frac{1}{2} \ln \frac{\epsilon_{\text{ср}} P \ddot{\sigma}}{\epsilon_{\text{с}} m \dot{\sigma}} F_1(2p) + \frac{pP}{m} F_2(2p) + \frac{1}{2} F_3(2p) \dot{\sigma}$$

где значения $m = 1, m = 2, m = 3$ для плоского, цилиндрического и сферического экранов соответственно. Здесь введены также следующие обозначения: $p = d/d$ – параметр, характеризующий степень выраженности поверхностного эффекта, так как при *рассмотрении частотной зависимости* коэффициента экранирования различают две области частот, граница между которыми определяется отношением толщины стенки экрана d к эквивалентной глубине проникновения d ; $\eta = \eta/\eta_0$ – относительная магнитная проницаемость материала экрана; $P = \eta R/d$ – параметр, учитывающий различные геометрические особенности экранов, R – радиус цилиндра или сферы, $D=2R$ – расстояние между пластинами плоского экрана, $F_1(x) = \text{ch}(x) - \cos(x)$, $F_2(x) = \text{sh}(x) - \sin(x)$, $F_3(x) = \text{ch}(x) + \cos(x)$, $F_4(x) = \text{sh}(x) + \sin(x)$ – функции, упрощающие запись универсального выражения, функция $F_4(x)$ используется для оценки коэффициента экранирования ферромагнитного сферического экрана.

Замечательно то, что три *различных* по форме экрана обладают не сильно отличающимся экранирующим действием! Соответственно можно сделать вывод, что без большой погрешности различные виды применяемых в технике экранных оболочек можно заменять наиболее *подходящим эквивалентным экраном* одного из рассмотренных трёх типов.

Заметим, что при этом существенно, чтобы толщина экранной стенки d сохранялась неизменной, так как она связана экспоненциальной зависимостью с характеристиками экранного действия.

Для практических экранов, где $R > d$ в области эффективного экранирования ($p > 1$) приближенно можно считать:

$$F_1(2p) = F_2(2p) = F_3(2p) = F_4(2p) @ \frac{1}{2} e^{2p} \gg 1,$$

$$p \frac{P}{m} = \frac{R}{\eta_0 d m} \gg 1.$$

Тогда с учётом данных приближений формулу для экранного затухания в области эффективного экранирования получим в виде:

$$b @ \ln \frac{\frac{\infty m \sqrt{2} e^{-p}}{e} \frac{\ddot{\circ}^{-1}}{pP}}{\frac{\ddot{\circ}}{\emptyset}} = \ln \frac{\frac{\infty m \sqrt{2} d e^{-d/d}}{e} \frac{\ddot{\circ}^{-1}}{R}}{\frac{\ddot{\circ}}{\emptyset}}.$$

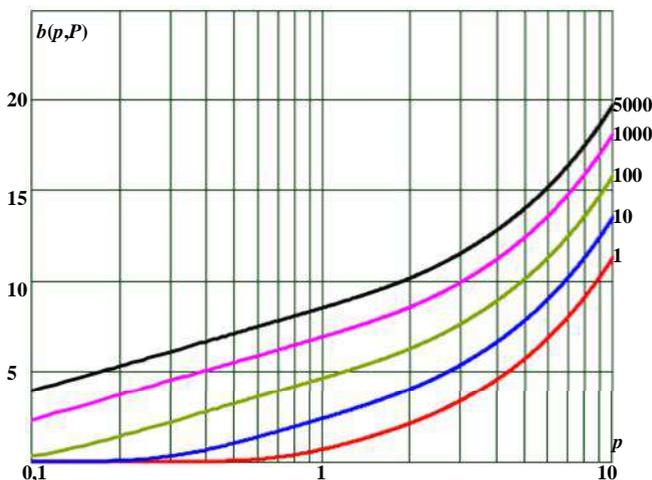
Отсюда следует, что коэффициент экранирования плоского, цилиндрического и сферического экранов при равенстве толщины их стенок и радиуса соотносятся как

$$b_{пл} : b_{цил} : b_{сфер} = 1 : 2 : 3 .$$

Таким образом, рассчитываемый коэффициент экранирования может колебаться **не более** чем в 3 раза.

В технических устройствах экрану редко придают сферическую форму. Однако теория сферического экрана имеет большое значение, так как замкнутые экраны различной формы часто можно **приближённо заменять сферическим экраном**. При такой замене необходимо чтобы три координатных размера заменяемого экрана приближались **к диаметру** сферического!

Так, например, цилиндрический замкнутый экран с диаметром поперечного сечения, равным высоте, может быть приближённо заменён сферическим. При этом эквивалентный сферический экран должен иметь стенки той же толщины и примерно равный объём. На рисунке приведены зависимости коэффициента экранного затухания $b(p, P)$ плоского экран.



Зависимость коэффициента экранного затухания $b(p, P)$

Учитывая логарифмический масштаб и универсальность выражения (2) характер зависимости кривых для цилиндрического и сферического экранов будут достаточно близки.

Таким образом, *эквивалентный сферический экран* может служить *универсальной моделью* замкнутых экранов (цилиндрического и плоского), имеющих одинаковые или близкие размеры по всем трём координатам. Предлагаемая методика позволяет уйти от использования номограмм и перейти к обоснованному расчету с ожидаемыми точностными характеристиками, а автоматизация расчетов к облегчению труда инженера проектировщика затрудненного жесткими требованиями к габаритам электромагнитных экранов, решать и обратную задачу по заданным параметрам коэффициента экранирования определять толщину экрана.

Литература

1. *Бессонов Л. А.* Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле: учебник для вузов. М.: Высшая школа, 1978. 231 с.

2. *Татур Т. А.* Основы теории электромагнитного поля. М.: Высшая школа, 1989. 270 с.

3. *Каден Г.* Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи; Пер. с немецкого. М.: Госэнергоиздат, 1957. 327 с.

4. *Волин М. Л.* Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Радио и связь, 1981. 296 с.

5. *Шапиро Д. Н.* Основы теории электромагнитного экранирования. Л.: Энергия, 1975. 230 с.

6. *Отт Г.* Методы подавления шумов и помех в электронных системах; Пер. с англ. М.: Мир, 1979. 290 с.

7. *Парселл Э.* Электричество и магнетизм; Пер. с англ. М.: Наука, 1975. 334 с.

8. *Князев А. Д.* Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1984. 336 с.

9. Метод расчета характеристик экранирования объектов при воздействии полигармонических электромагнитных полей / *Н. В. Гольшев* [и др.] // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2014): Труды XII Межд. научн.-техн. конф. Новосибирск, 2014. Т. 3. С. 201–204.

Аносов В.Н., Кавешников В.М., Саидов С.А.
(Новосибирск, НГТУ НЭТИ)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГОЕМКОСТИ БУФЕРНОГО НАКОПИТЕЛЯ ЭНЕРГИИ

Для управления транспортным средством и получения желаемого качества управления необходимо разработать нейросетевые наблюдатели, которые позволяют по измерению косвенных параметров определять неизмеряемые координаты системы. Для этого в данной работе будут использованы динамические нейронные сети. При создании бездатчиковой системы управления тяговым электроприводом одним из важных параметров, необходимых для точности регулирования, является степень разряженности накопителя энергии. Оценивание состояние объекта осуществляется в условиях нормальной эксплуатации. Задача оценивание параметров может быть решена как на активных экспериментах, так и на наблюдениях над исследуемым объектом [1–4].

Для оценки оставшейся энергии накопителя была построена трёхслойная нейронная сеть; первый слой – 6 нейронов с единичной линейной функцией активации, второй слой – 30 нейронов с функцией активации logsig ; третий слой – 1 нейрон с функцией активации purelin .

На вход нейросети поступает шесть сигналов: напряжение и ток в текущий момент времени, измеряемые каждые полсекунды, а также два последних результата измерения обеих величин, хранящиеся в памяти. В выходном слое нейронной сети – лишь один нейрон с линейной активационной функцией, отвечающий за значение энергии. Полученная, сеть обучается в соответствии с алгоритмом Левенберга-Марквардта. Моделирование произведено в программе Matlab-Simulink.

Модель исследуемой системы транспортного средства с накопителем энергии и источником питания в качестве первичного источника показано на рис. 1.

Проводилась оценка энергии накопителя гибридного транспортного средства с использованием искусственных нейронных сетей (рис. 2).

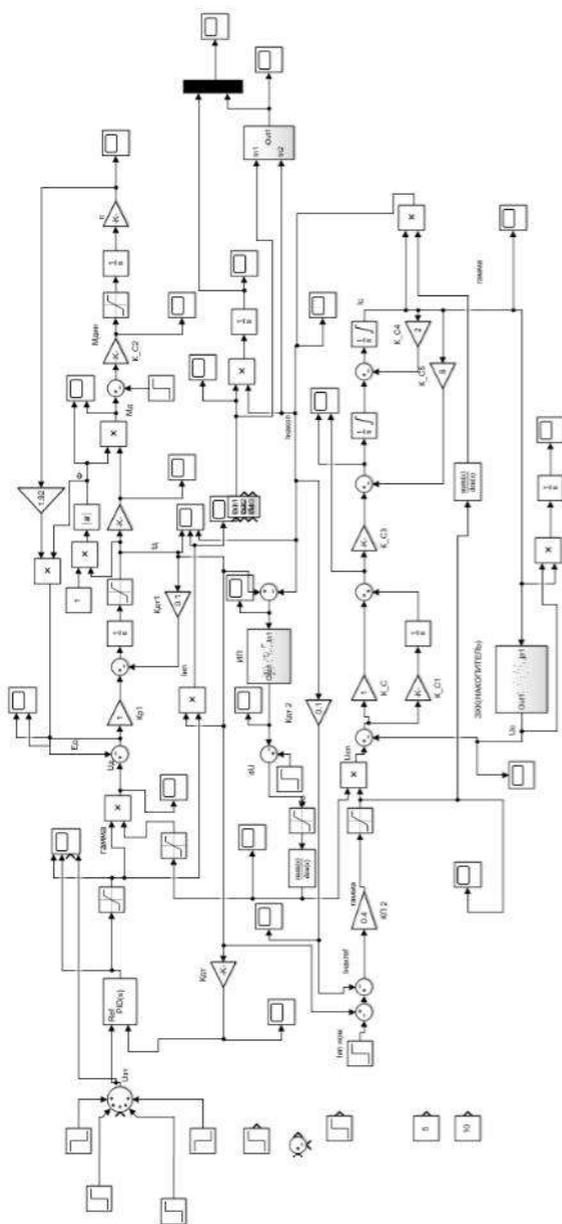


Рис. 1. Модель ЭПС с бортовым накопителем

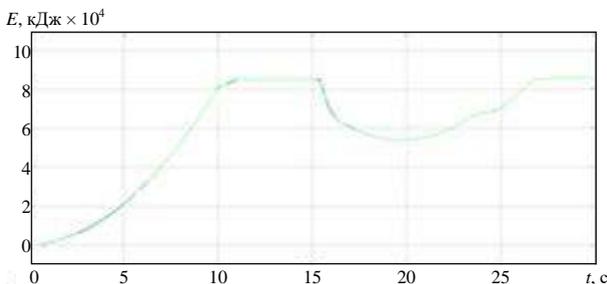


Рис. 2. Сравнение оценки энергии с выхода ИНС и накопителя (результаты практически совпадают)

Вывод. Таким образом, в ходе исследования было доказана эффективность применения искусственных нейронных сетей при создании бездатчиковых электроприводов. Полученные результаты могут быть использованы в дальнейшем при синтезе регуляторов, обеспечивающих энергоэффективное управление транспортным средством.

Литература

1. *Anosov V. N., Saidov S. A., Yaroslavcev M. V.* Selection of control algorithms for hybrid electric vehicle // Actual issues of mechanical engineering (AIME 2017): proc. of the intern. conf., Tomsk, 27–29 July 2017. Atlantis Press, 2017. PP. 715–719. (Advances in Engineering Research; Vol. 133).

2. *Аносов В. Н.* Методы и средства повышения эффективности систем тягового электропривода автономных транспортных средств: дисс. на соиск. уч. ст. д-ра техн. наук: 05.09.03. Новосибирск, 2008. 252 с.

3. Расчет оценки мощности тягового электропривода с помощью искусственных нейронных сетей / *В. Н. Аносов* [и др.] // Электропитание. 2019. № 4. С. 42–50.

4. *Аносов В. Н., Кавешников В. М., Шорников Ю. В.* Расчет критерия эффективности при сравнительной оценке систем управления в ИСМА // Компьютерное моделирование 2006: тр. междунар. науч.-техн. конф., Санкт-Петербург, 27–28 июня 2006 г., посвящ. 30-летию фак. техн. кибернетики. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2006. С. 36–40.

Задорина Д.А., Шафигуллин И.Д., Денисов Е.С.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ХАРВЕТЕРА ЭНЕРГИИ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Пьезоэлектрический харвестер энергии – устройство, способное преобразовывать энергию механических вибраций в электрическую энергию. Такие устройства могут использоваться для организации автономного питания малопотребляющих электронных устройств [Лит.]. Для обеспечения максимальной энергии, генерируемой харвестером, необходимо знать его электрические и энергетические характеристики и использовать правильные режимы работы.

В данной работе проводится исследование харвестера энергии вибраций S128-J1FR-1808YB фирмы Mide. Такой харвестер позволяет собирать энергию механических колебаний в широком диапазоне частот. Для определения оптимальных режимов работы в данной работе исследуются резонансные и нагрузочные характеристики. Измерения проводились на экспериментальном стенде, структурная схема которого представлена на рис. 1.

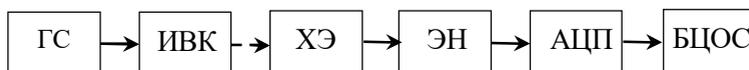


Рис. 1. Структурная схема экспериментального стенда

Экспериментальный стенд содержит следующие элементы: генератор сигнала (ГС), источник вибрационных колебаний (ИВК), харвестер энергии (ХЭ), электрическая нагрузка (ЭН), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), блок цифровой обработки сигналов (БЦОС).

Чтобы определить частотную характеристику ХЭ без нагрузки, была измерена зависимость выходного напряжения ХЭ от частоты возбуждающего синусоидального сигнала (рис. 2). Для этого на ИВК подавался сигнал в диапазоне частот

от 20 до 100 Гц с шагом от 0.1 до 1 Гц, и измерялась амплитуда выходного сигнала на ХЭ (рис. 2). Анализ результатов показывает, что максимальная энергия формируется для сигналов в частотном диапазоне 25-40 Гц, в других частотных диапазонах эффективность преобразования энергии ниже, даже несмотря на наличие резонансных явлений (см., например, 95 Гц).

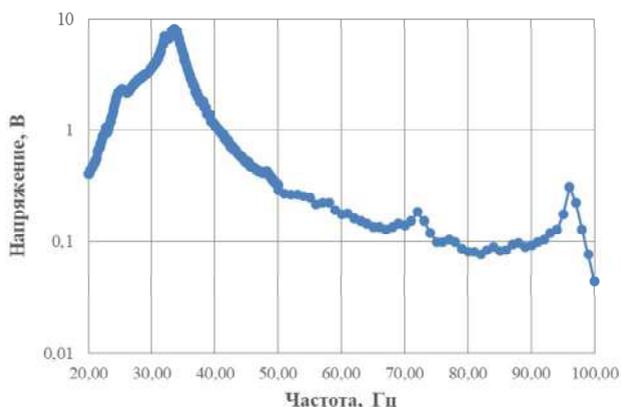


Рис. 2. Зависимость амплитуды напряжения, формируемого на выходе ХЭ, от частоты синусоидального сигнала возбуждения

Во втором опыте исследовалось влияние нагрузки в виде резистора с сопротивлением 74 кОм на амплитуду выходного напряжения ХЭ. С подключением нагрузки к выходу ХЭ амплитуда выходного напряжения снижается, однако общий характер частотной зависимости остается прежним.

Таким образом, системы автономного электропитания на основе харвестеров вибраций целесообразно дополнять механическими колебательными системами с резонансными частотами, обеспечивающими максимальную отдачу энергии.

Литература

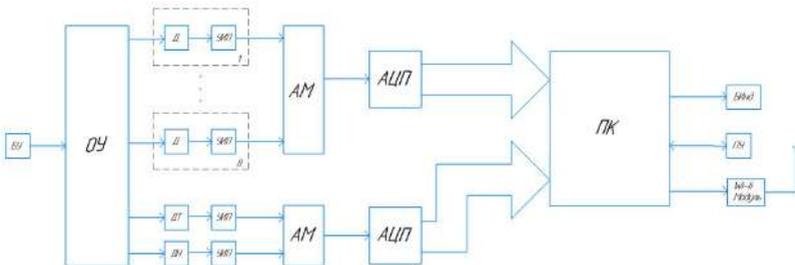
Задорина Д. А., Шафигуллин И. Д., Денисов Е. С. Исследование характеристик пьезоэлектрического харвестера энергии для систем автономного электропитания // Наука. Технологии. Инновации: сборник научных трудов в 9 ч. Часть 1. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2020. С. 32–36.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ОХЛАЖДЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

В настоящее время развитие электронных схем характеризуется миниатюризацией и адаптацией к использованию в сложных условиях (например, в корпусе сотового телефона). При перегреве блоков и элементов таких схем, их работоспособность может нарушаться. При интенсивной работе или экстремальных погодных условиях, необходимо использовать эффективное охлаждение элементов. В связи с этим для оценки эффективного охлаждения всех элементов аппаратуры необходима система для измерения температуры в разных точках радиоэлектронной аппаратуры.

Спроектированная автоматизированная система предназначена для исследования охлаждения элементов радиоэлектронной аппаратуры, поэтому основным элементом разрабатываемой системы для исследования процессов охлаждения являются каналы измерения температуры на основе термопар [1]. Кроме измерения температуры предусмотрено измерение тока и напряжения нагревателя.

Система (см. рисунок) представляет собой установку на основе персонального компьютера (ПК) со специализированным программным обеспечением (ПО). К ПК подключён специализированный модуль измерения температуры РХТе-4353, который преобразует показания с термопар в цифровой сигнал.



Структурная схема системы для исследования охлаждения элементов радиоэлектронной аппаратуры

В состав РХИе-4353 входят аналоговый мультиплексор (АМ) и АЦП. Кроме того, для термопар предусмотрено 8 каналов компенсации холодного спая.

Система для исследования охлаждения элементов радиоэлектронной аппаратуры работает следующим образом. К нагреваемому элементу аппаратуры присоединяются до 32 термопар. Для преобразования в напряжение аналоговый сигнал с термопар проходит унифицированный измерительный преобразователь (УИП). Преобразованное напряжение посредством АМ последовательно подаётся на АЦП, где проходит преобразование в цифровой сигнал. Преобразованный сигнал поступает в ПК и после программной обработки предоставляется оператору в виде температуры в градусах Цельсия.

Представленное ПО при помощи блоков «DAQ Assistant», позволяет внести данные с разъёмов термопар в программную среду. Проходя через блоки «Statistics» полученный сигнал преобразуется в числовое значение. Это число затем выводится оператору через индикаторы «data» и, после объединения в массив, изображаются графически через «Waveform Graph». Затем максимальная и минимальная величины массива сравниваются с заданными граничными значениями температуры. При критически низких или высоких показателях выполнение программы прекращается и срабатывает индикатор, сигнализирующий об опасных значениях температур.

В результате спроектированная система способна обеспечить измерение температуры с помощью термопар в 32 точках. Диапазон измеряемых температур зависит от самих датчиков. Полученные данные о температуре доступны оператору на ПК для дальнейшей обработки.

Литература

Термопары ТХА и ТХК преобразователи термоэлектрические: описание. Челябинск: ООО ТД «Тепломеханика» [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://teplomehanika.ru/teplopribor_tha_thk.htm (дата обращения 26.04.2021).

ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ АКТИВНЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С ПИТАЮЩЕЙ СЕТЬЮ

До 70 процентов всей потребляемой мощности приходится на электрические приводы технологических установок. Большинство электроприводов питаются энергией переменного тока, а их электродвигатели, являясь активно-индуктивными нагрузками сети, потребляют значительную реактивную мощность, увеличивая полное электропотребление сети, и снижая общий коэффициент мощности. В [1] предлагается решение данной проблемы за счет применения фильтркомпенсирующих устройств и установки статических батарей конденсаторов. Данные способы ведут к увеличению стоимости электроустановок и требуют разработки дополнительных конструкций и технических решений по их внедрению в производственные механизмы. В этой связи предлагается разработка устройств, способных формировать требуемый коэффициент мощности на уровне преобразования переменного тока сети в постоянный ток питания инвертора, как показано в [2–4]. Вышеуказанные обстоятельства послужили причиной для разработки активного выпрямителя (АВ), способного эффективно влиять на энергетический баланс преобразователя с питающей сетью [5–7].

Целью работы является разработка АВ с возможностью поддержания электромагнитной совместимости преобразователя с питающей сетью, предполагающей полное устранение в составе мощности сетевого входа пассивных составляющих с учетом повышения коэффициента мощности преобразователя и компенсации реактивной мощности входа.

В условиях синусоидальности сетевого напряжения в качестве пассивных составляющих полной мощности можно принять реактивную мощность первой гармоники, а также суммарную мощность искажений от более высоких гармонических составляющих тока. Таким образом, получаем минимальное значение токопотребления, поскольку в балансе мощности входной

цепи, полностью формируемого преобразователем, останется только активная мощность основной гармоники.

Применение активного выпрямителя на полностью управляемых ключах позволяет полностью контролировать процесс обмена энергии с сетью. Предлагаемый способ работы активного выпрямителя позволяет формировать требуемый коэффициент мощности на входе устройства и компенсировать пассивные составляющие в составе потребляемого тока.

Законы управления ключами активного выпрямителя АВ позволяют задавать энергетический режим, благодаря частотным свойствам управляемых ключей. Разработки активного выпрямителя предполагают работу на частоте, близкой к основной частоте, которая определяется числом пульсаций выпрямителя $\omega_{\Pi} = m_1 \omega_1$. Поэтому в нашем случае (рис. 1) предлагаемые способы управления ключами могут применяться в случае использования тириستоров типа GTO, GCT, IGCT [6, 7].

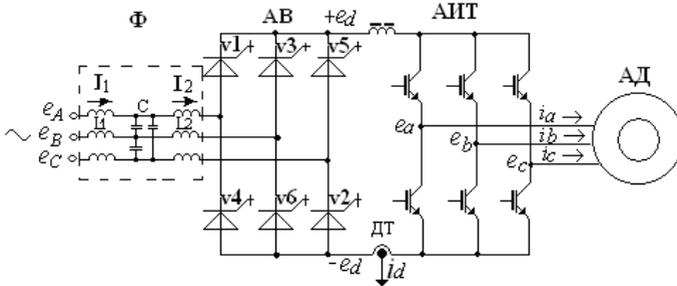


Рис. 1. АВ на двухоперационных тиристорах в составе двухзвенного преобразователя частоты с автономным инвертором тока

Обобщённым энергетическим показателем, учитывающим влияние амплитудных и фазовых искажений потребляемого тока служит коэффициент мощности K_M , выражение которого при синусоидальной форме сетевого напряжения имеет вид

$$K_M = P_1/S = \frac{I_{11}}{I_1} \cos j_1,$$

где I_{11}, j_1 – действующее значение и фазовый сдвиг основной гармоники первичного (сетевого) тока выпрямителя. Важным результатом повышения K_M является уменьшение действующего

значения потребляемого тока I_1 на сетевом входе преобразователя. Известно, что в электроприводе минимальное потребление тока определяется током нагрузки, идущим на создание электромагнитного момента, $I_H = I_d$.

В этой связи более приемлемым показателем энергетической эффективности алгоритма следует считать коэффициент использования тока $K_i = I_1/I_d$ в виде отношения действующего значения тока сети к средневыпрямленному току нагрузки. Установить связь данного показателя с коэффициентом мощности позволяет равенство активных мощностей сетевого входа и нагрузки выпрямителя на идеальных ключах:

$$3E_{\phi}I_{11} \cos j_1 = E_d(\alpha)I_d, \quad K_i = E_d(\alpha) / 3E_{\phi}K_M(\alpha).$$

В условиях традиционного импульсно-фазового регулирования выпрямителей изменения угла управления α от 0 до $\pi/2$ сопровождаются одинаковыми относительными изменениями $E_d(\alpha)$ и $K_M(\alpha)$, в результате коэффициент использования тока тиристорных выпрямителей K_i при фазовом регулировании сохраняется неизменным. В частности для трёхфазной мостовой схемы выпрямления постоянство K_i свидетельствует о том, что достигаемое при $\alpha \downarrow \pi/2$ уменьшение выпрямленной ЭДС и мощности нагрузки происходит при постоянстве потребляемого тока на сетевом входе электропривода. Причина этого свойства фазового регулирования при $\alpha = \text{var}$, $I_d = \text{const}$ заключается в изменении активной и реактивной составляющих сетевого тока во взаимно противоположных направлениях, поэтому нет возможности повысить K_i в условиях традиционного регулирования тиристорных выпрямителей.

На рис. 2 и 3 показаны результаты компьютерного моделирования, позволяющие сравнить потребление тока вентиляльного электропривода в пусковом режиме при традиционном (рис. 2) и модифицированном (рис. 3) алгоритмах переключения вентилялей.

Модифицированный способ состоит в чередующемся с основной частотой подключении нагрузки к сетевому источнику и последующем шунтировании её противофазными вентилями мостовой схемы АВ. В целях корректности сравнение кривых потребляемого тока в фазе А сети $i_1(t) = i_A(t)$ ведётся при одинаковых бросках пускового тока якоря $i_d(t)$ и установившейся скорости вала $\omega(t)$.

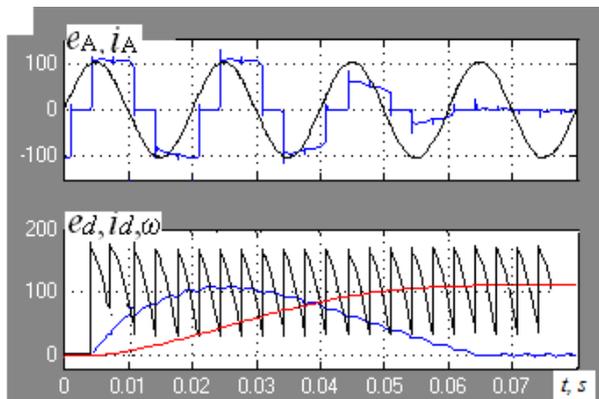


Рис. 2. Диаграммы сетевого e_A , i_A и выпрямленного e_d , i_d напряжения и тока, а также скорости вала двигателя $\omega(t)$ на выходе АВ в пусковом режиме при традиционном способе управления ключами

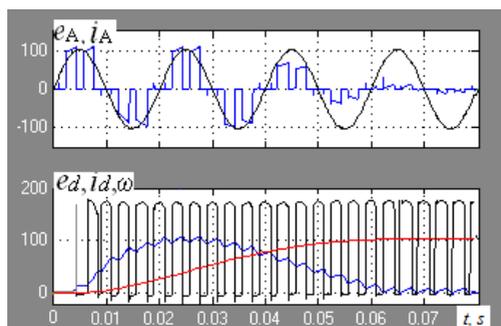


Рис. 3. Диаграммы сетевого e_A , i_A и выпрямленного e_d , i_d напряжения и тока, а также скорости вала двигателя $\omega(t)$ на выходе АВ в пусковом режиме при модифицированном способе управления

Анализ диаграмм показал, что периодические шунтирования нагрузки для АВ на GTO-тиристорах (рис. 3) способствуют устранению реактивной составляющей в сетевом токе и уменьшению ампер-секундных площадей под кривой тока $i_A(t)$. Площадь под кривой тока характеризует его действующее значение. Визуальная оценка кривых указывает на уменьшение действующего значения потребляемого тока I_1 при модифицированном управлении ключами АВ не менее, чем на 30–50 %.

При использовании IGBT-транзисторов формирование напряжений происходит под воздействием двух видов модуля-

ции: амплитудной – со стороны питающей сети и широтно-импульсной – со стороны звена постоянного тока. Положительное влияние амплитудной модуляции приводит к совпадению основных гармоник напряжений с напряжениями сетевых фаз $e_A(t)$, $e_B(t)$, $e_C(t)$ по времени и форме. Кривые фазных токов $i_A(t)$, $i_B(t)$, $i_C(t)$ отражают реакцию активно-индуктивной цепи на указанные напряжения, подтверждая возможность приближения формы сетевых токов к форме фазных напряжений сети увеличением частоты переключения транзисторных ключей.

Оба представленных способа ведут к повышению K_M , что подтверждается уменьшением полного тока I_1 за счет устранения реактивных составляющих тока.

Литература

1. *Борисовский А. П., Литвинов В. В.* Современные средства компенсации реактивной мощности // Молодой ученый. 2019. № 26 (264). С. 61–63.

2. *Ганиев Р. Н., Шатунов С. Н.* Система управления многодвигательными электроприводами производственных поточных линий: пат. РФ №199635(52) СПКН 02P5/74(2019.08); H02M7/493(2019.0); заявитель патентообладатель С.Н. Шатунов. №2019119197; заявл.18.06.2019,опубл.11.09.2020. Бюл. №26.

3. *Ганиев Р. Н., Шатунов С. Н.* Частотно-регулируемый электропривод с рекуперацией в составе кордной линии производства грузовых автошин // Вестник Чувашского университета. 2018. № 3. С. 44–52.

4. *Горбачевский Н. И., Сидоров С. Н., Ганиев Р. Н.* Активный корректор коэффициента мощности на основе демпфирующего конденсатора // Вестник Чувашского университета. 2018. № 1. С. 36–43.

5. *Ganiev R.* Cordline multi-motor electric drive with energy recovery // E3S Web of Conferences, 178, 9 July 2020 High Speed Turbomachines and Electrical Drives Conference, HSTED 2020; Prague; Czech Republic; 14-15 May 2020; code 162052, article № 01023.

6. *Ganiev R.* Two-way conductivity converters in the technology of tire cord rubberization // E3S Web of Conferences, 220, Sustainable Energy Systems: Innovative Perspectives, SES-2020; Saint Petersburg; Russian Federation; October 29-30; article No. 01069.

РАЗРАБОТКА ОТЛАДОЧНОЙ ПЛАТЫ КОМПОНЕНТА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЯЧЕЙКИ В СОСТАВЕ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ*

Преобразователь частоты (ПЧ) является в настоящее время основным полупроводниковым устройством, применяемым как в силовых схемах автоматизированного электропривода [1], так и на автономных объектах [2]. Например, для электропривода при постоянной входной частоте сети необходимо обеспечить регулирование выходной частоты для управления скоростью двигателя. В отличие от этого, на автономных объектах может быть как аналогичная технология, так и зеркальная, заключающаяся в создании выходной сети ПЧ высокостабильной частоты при переменной входной частоте питающей сети. Второй вариант характерен при применении ПЧ для создания бортовой самолетной сети. Из современных практических решений ПЧ для этих целей наиболее интересен вариант применения матричного преобразователя частоты (МПЧ) (рис. 1), имеющего ряд преимуществ перед его основным конкурентом – двухзвенным ПЧ с неуправляемым выпрямителем, звеном постоянного тока и автономным инвертором напряжения.

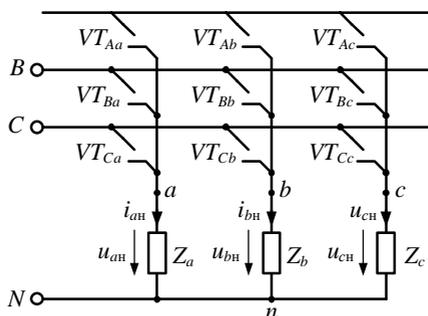


Рис. 1. Схема матричного преобразователя

* Работа выполнена в рамках государственного задания, проект № FSWF-2020-0019.

В филиале НИУ МЭИ в г. Смоленске при участии авторов предложен вариант управления МПЧ на так называемых «скользящих режимах» [2], [3].

Целью настоящей статьи является демонстрация этапа практической проработки силовой схемы МПЧ, работающей от системы управления по предлагаемой технологии. Этот этап заключается в проектировании отладочной платы ШИМ-генератора, управляющего ячейкой МПЧ ($V_{T_{Aa}}$, $V_{T_{Ab}}$ и т.д. на схеме рис. 1). Такие ячейки могут представлять из себя либо один силовой ключ IGBT с 4-мя диодами (1-й тип) для придания этой ячейке свойств двунаправленности «сеть-нагрузка», либо бивентиль – два ключа IGBT, включенные встречно с двумя обратными диодами (2-й тип).

Рассмотрим здесь вариант отладочной платы ШИМ-генератора для управления ячейкой 1-го типа. Реализация выполнена в виде платы, показанной на рис. 2, трассировка которой осуществлена в программе Sprint-Layout 6.0. В основу ШИМ-генератора положена микросхема ICL8038. Ее применение дает возможность получить на выходе один из трех видов сигнала: синусоиду, меандр и пилообразный сигнал. Для реализации предложенного алгоритма управления на «скользящих режимах» необходимо использование сигнала типа «меандр».

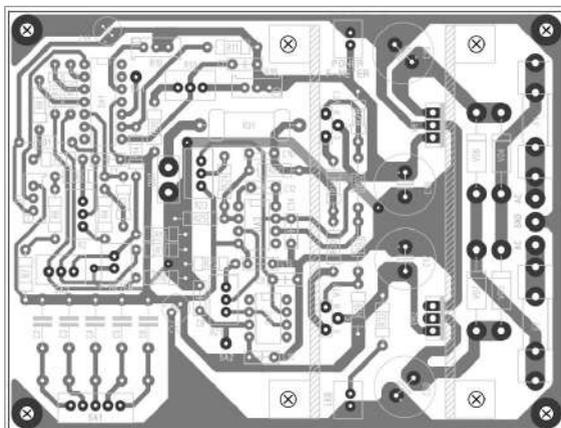


Рис. 2. Плата ШИМ-генератора на основе микросхемы ICL8038

Применение конденсаторов различного номинала, связанных с 10-й ножкой микросхемы ICL8038, позволяет изменять диапазон рабочих частот. Добавление в схему операционных усилителей дает возможность получить на выходе стабильный выходной сигнал. Потенциометры предназначены для регулирования частоты и скважности выходного сигнала по отдельности.

Для обеспечения визуального контроля работоспособности платы в схему добавлены средства индикации. В связи с тем, что для отладки ячеек матричных преобразователей необходим стабильный высококачественный сигнал без помех, то для исключения внешних помех в схеме контур «земли» разомкнут.

При практической реализации разработанную отладочную плату можно использовать уже не для отработки принципов управления отдельным ключом, но и как компонент общей системы управления – генератор импульсов. Синхронизируя входной сигнал, опорное напряжение и меандр с выхода генератора импульсов, появляется возможность формировать выходные импульсы управления IGBT-транзисторами.

Литература

1. *Анучин А. С.* Системы управления электроприводов: учебник для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2019. ISBN 978-5-383-01258-1. Режим доступа: <https://www.rosmedlib.ru/book/ISBN9785383012581.html> (дата обращения: 24.04.2021)

2. *Кисляков М. А.* Анализ работы модели матричного преобразователя частоты, работающего на скользящих режимах // Информационные технологии, энергетика и экономика: Сб. трудов XVIII-ой Межд. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. В 3 т. Т. 1. 2021. С. 175–181.

3. *Федотов В. В., Ярочкин А. Ю.* Исследование спектрального состава выходного напряжения МПЧ при его использовании в системе электроснабжения авиационной бортовой сети // Информационные технологии, энергетика и экономика: Сб. трудов XVIII Межд. науч.-техн. конф. студентов и аспирантов. В 3 т. Т. 1. 2021. С. 279–284.

УПРАВЛЕНИЕ НЕЛИНЕЙНЫМИ ДИНАМИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ ТРЕХФАЗНОГО РЕКУПЕРИРУЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЗАПАЗДЫВАЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Трехфазные рекуперирющие преобразователи на сегодняшний день широко применяются совместно с трехфазными преобразователями частоты, обеспечивая возврат энергии торможения двигателя в питающую сеть. Данные системы, как правило, выполняются двухконтурными, где присутствует контур стабилизации напряжения звена постоянного тока и контуры стабилизации мгновенных значений фазных токов. Данные системы, как и все импульсно-модуляционные энергетические системы с обратными связями склонны к возникновению нелинейных колебаний при выборе их параметров без учета динамических нелинейностей [1]. Возникновение нелинейных колебаний может привести к существенному ухудшению качества возвращаемой в сеть энергии.

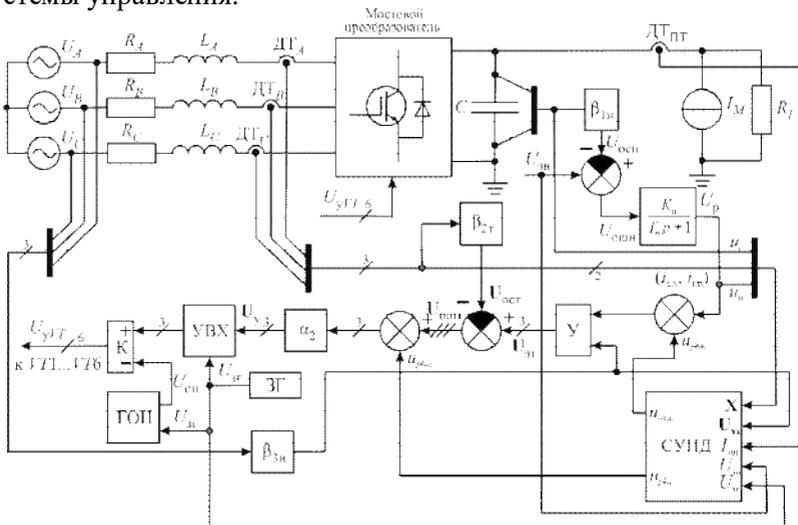
На сегодняшний день при разработке таких систем применяются малосигнальные модели, построенные с использованием метода осреднения пространства состояний, которые не позволяют учитывать специфику системы как нелинейной. Поэтому на этапе проектирования требуется, как правило, коррекция параметров регуляторов или частоты коммутации ключей с использованием нелинейных динамических моделей. При этом коррекция параметров не всегда возможна. Так, при изменении параметров регуляторов могут быть нарушены требования к запасу устойчивости по фазе или амплитуде, а также быстродействию системы, а при повышении частоты коммутации ключей наблюдается рост динамических потерь. Повышение частоты коммутации ключей также может быть неприемлемо из-за ограниченного быстродействия управляющего микроконтроллера.

При невозможности устранения нелинейных колебаний с использованием параметрического синтеза требуется применение специализированных методов управления нелинейными ди-

налическими процессами, позволяющими обеспечить желаемый динамический режим при изменении параметров системы в широком диапазоне без использования параметрического синтеза, т.е. параметры, полученные с использованием линейного подхода к проектированию, сохраняются.

В данной работе предлагается система управления нелинейными динамическими процессами трехфазных рекуперирующих преобразователей с использованием метода с запаздывающей обратной связью (см. рисунок).

Для его реализации в состав стандартной двухконтурной системы управления с широтно-импульсной модуляцией вводится система управления нелинейными динамическим процессами СУНДП основной целью которой является введение корректирующих воздействий в контуры управления основной системы управления.



Функциональная схема трехфазного рекуперирующего преобразователя

Для расчета корректирующих воздействий используется принцип, ранее рассмотренный автором в [2] для системы с синусоидальной ШИМ, которая является одноконтурной. В рассматриваемом случае предлагается формировать два корректирующих воздействия: для контура постоянного тока, и контуров переменного тока. Причём для контура постоянного тока кор-

ректирующее воздействие рассчитывается на основе напряжения на конденсаторе, а для контуров переменного тока корректирующее воздействие рассчитывается на основе токов дросселей.

Также в работе предложен метод адаптации параметров СУНДП, обеспечивающий работу системы в желаемом динамическом режиме при изменении ряда её параметров в широком диапазоне.

Предлагаемая структура системы управления позволяет исключить возможность возникновения нежелательных динамических процессов при работе трехфазного рекуперирующего преобразователя в заданном диапазоне его параметров.

Литература

1. *Zhusubaliyev Zh. T., Mosekilde E.* Bifurcations and chaos in piece-wise-smooth dynamical systems. Singapore: World Scientific Pub Co Inc, 2003. 376. DOI: <https://doi.org/10.1142/5313>.

2. Система управления нелинейной динамикой однофазного инвертора напряжения с запаздывающей обратной связью / *А. И. Андриянов* [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: матер. XII Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2017. С. 142–146.

Андриянов А.И., Баранчиков М.В.
(Брянск, БГТУ)

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИНАМИКИ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

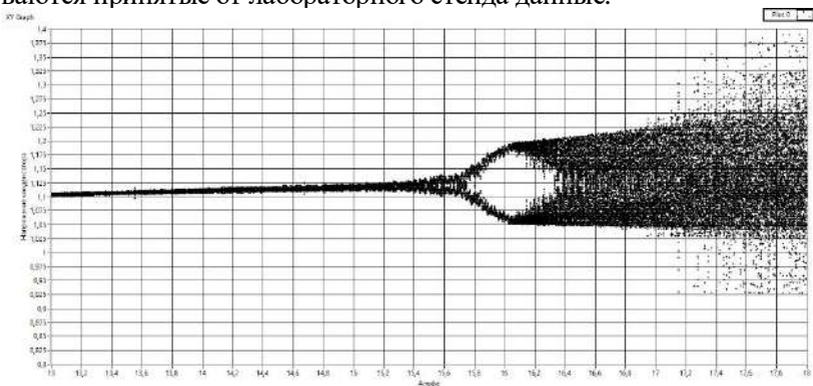
Часто в исследовательских работах возникает задача сбора, обработки и визуализации данных, полученных с лабораторного оборудования. Существует большое количество программных комплексов, которые могут применяться для решения этих задач. Одним из таких является среда разработки LabVIEW, которая позволяет быстро разрабатывать проекты, концентрируясь не столько на особенностях языка программирования, сколько на реализации самого алгоритма работы программы.

Лабораторный стенд позволяет формировать модуляцию различных видов (однополярная реверсивная модуляция (ОРМ), двухполярная реверсивная модуляция (ДРМ) и однополярная неревверсивная модуляция (ОНМ)), а также устанавливать постоянное или переменное напряжение задания.

С целью обмена данными между компьютером и стендом был реализован протокол обмена данных по шине USB. Для удобного управления стендом со стороны компьютера была создана программа в среде разработки LabVIEW.

Программное обеспечение LabVIEW состоит из блочной диаграммы, описывающей внутреннюю логику работы программы на графическом языке «G» и лицевой панели, описывающей внешний интерфейс программы. Помимо программирования на графическом языке «G», в LabVIEW имеется возможность подключения сторонних библиотек динамической компоновки.

Разработанная в LabVIEW программа позволяет изменять вид модуляции, останавливать или запускать работу стенда, изменять параметры обратной связи преобразователя, а также строить бифуркационные диаграммы моделируемой системы [1, 2]. На рисунке представлена бифуркационная диаграмма, построенная с помощью лабораторного стенда под управлением программы в LabVIEW. Была написана и подключена собственная библиотека динамической компоновки, с помощью которой осуществляется работа с COM-портом компьютера, формируются посылки и обрабатываются принятые от лабораторного стенда данные.



Экспериментальная бифуркационная диаграмма

Также удобством системы LabVIEW является возможность сохранения данных эксперимента в формате таблицы Excel, что делает возможным строить диаграммы в других комплексах, например, Matlab.

Литература

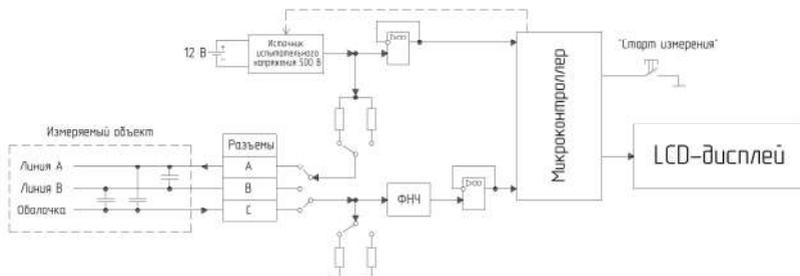
1. Андриянов А. И., Михальченко Г. Я. Математическое моделирование импульсных преобразователей напряжения на базе однополярной реверсивной модуляции // Мехатроника. Автоматизация. Управление. 2005. № 1. С. 11–19.

2. Михальченко С. Г. Математическое моделирование устройств энергетической электроники с гармоническим управляющим воздействием // Проблемы автоматизации энергосберегающих технологий: Межвуз. сб. науч. тр. 1998. С. 47–53.

Андриянов А.И., Жигальцов Д.А.
(Брянск, БГТУ)

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МЕГАОММЕТРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ

Современные электронные мегаомметры позволяют измерять сопротивление изоляции в широких диапазонах с высокой точностью. Спроектированный вариант прибора имеет диапазон измерения 1 МОм – 5 ГОм и испытательное напряжение 500 В, его функциональная схема представлена на рисунке.



Функциональная схема электронного мегаомметра

Принцип работы прибора заключается в следующем. Измеряемый участок изоляции включается последовательно в измерительную цепь прибора и с выхода источника испытательного напряжения на эту цепь подается 500 В, под действием которого в ней начинает протекать ток. Данный ток вызывает на резисторе нижнего плеча измерительной цепи падение напряжения, которое фильтруется и поступает на вход аналого-цифрового преобразователя, и в виде преобразованного двоичного кода передается в микроконтроллер для последующего вычисления сопротивления измеренного участка изоляции. Результат измерения выводится на ЖК-дисплей прибора.

В спроектированном устройстве источник испытательного напряжения 500 В построен на основе обратноходового преобразователя напряжения под управлением ШИМ-контроллера LTC8304. Фильтрация напряжений, наводимых от других силовых кабелей, подключенных к сети, осуществляется при помощи фильтра низких частот четвертого порядка, который на промышленной частоте 50 Гц обеспечивает ослабление сигнала на 80 Дб (10000 раз). Для управления функциональными узлами схемы и обработки результатов измерений используется 8-битный микроконтроллер с архитектурой 8051 AT89C51AC3.

Для повышения точности результата измерения измерительная цепь прибора включает в себя резисторы двух диапазонов измерения: 1 МОм – 1 ГОм и 1 ГОм – 5 ГОм, а также инструментальный усилитель AD8231 с изменяемым коэффициентом усиления.

При коротком замыкании на измеряемом участке изоляции функциональные узлы схемы не должны выйти из строя. Это обеспечивается ограничением тока, протекающего через микросхемы, до допустимого уровня.

Для выбора номиналов резисторов измерительной цепи построена модель оптимизации с ограничениями. При построении модели должны учитываться следующие факторы:

- 1) минимальное падение напряжения на резисторе нижнего плеча измерительной цепи должно как минимум в 1000 раз превышать напряжение смещения операционного усилителя (1 мкВ для AD8231);

2) минимальный ток измерительной цепи должен как минимум в 100 раз превышать токовое смещение операционного усилителя (500 пА для AD8231);

3) максимальный ток короткого замыкания должен быть как минимум в два раза меньше предельно допустимого входного тока операционного усилителя (2 мА для AD8231);

4) заряженная до 500 В линия должна полностью разрядиться за 30 секунд.

В результате решения задачи оптимизации были получены номиналы элементов резистивного делителя измерительной цепи мегаомметра, обеспечивающие заданную точность измерения сопротивления изоляции кабельных линий.

Школин А.Н., Седых С.В.
(Брянск, БГТУ)

ИМПУЛЬСНЫЙ СВЕТОДИОДНЫЙ ДРАЙВЕР С МИНИМИЗИРОВАННОЙ СИЛОВОЙ ЧАСТЬЮ

При разработке светодиодных источников света одной из главных задач является реализация регулятора стабильного тока (или драйвера), питающего светодиодную нагрузку, что обусловлено существующими требованиями к пульсации светового потока (например, СНиП 23-05-2010, ГОСТ 17677-82, СанПиН 2.2.2/2.4.1340-03 и др.), который в свою очередь существенно зависит от тока в светодиоде.

На сегодня существует большое количество схем построения драйверов светодиодных источников света [1–3], которые по принципу работы регулирующего ток элемента можно разделить на три группы: стабилизаторы линейного типа, стабилизаторы импульсного типа и гибридные драйверы.

В докладе рассматривается импульсный светодиодный DC-DC драйвер с минимизированной силовой частью, в которой исключен конденсатор фильтра, имеющийся в классической схеме импульсного регулятора напряжения понижающего типа (рис. 1). Управление регулятором осуществляется по току индуктивности, при этом сигнал токовой обратной связи подается в систему управления (СУ) с шунта в цепи ключевого транзистора.

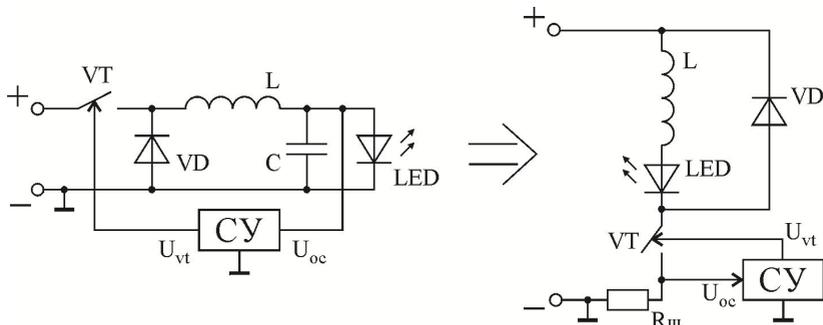


Рис. 1. Принцип формирования схемы светодиодного драйвера

В среде Matlab/Simulink/Simscape было выполнено моделирование предложенного светодиодного драйвера для следующих параметров: входное напряжение 5 В, светодиод модели Cree XLamp XT-E LED(White), индуктивность 6,8 мкГн, частота 500 кГц. Результаты моделирования (рис. 2) показали достаточную стабилизацию тока светодиода для «нивелирования» пульсаций светового потока, ощутимых для глаза человека. В частности, при наличии люминофора в конструкции светодиода эти пульсации могут быть дополнительно снижены.

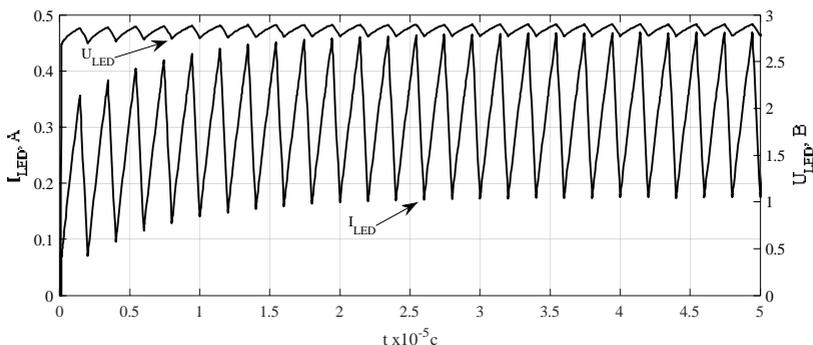


Рис. 2. Результаты моделирования:

U_{LED} , I_{LED} – напряжение и ток светодиода соответственно

Литература

1. Low-Flicker Lighting From High-Voltage LEDs Driven by a Single Converter-Free Driver / Y. Cai [et al.] // IEEE Photonics Technology Letters. 2017. Vol. 29. No. 19. PP. 1675–1678.

2. A Hybrid LED Driver With Improved Efficiency / *Y. Gao* [et al.] // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2020. PP. 2129–2139.

3. *Gao Y., Li L., Mok P.* An AC Input Switching-Converter-Free LED Driver With Low-Frequency-Flicker Reduction // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2017. Vol. 52. No. 5. PP. 1424–1434.

Петриев Д.Н.¹, Зайцев Ю.В.²,
Мирошниченко А.Ю.², Корякин А.Г.²
(Москва, ¹МИЭМ НИУ ВШЭ; ²НИУ МЭИ)

САМОВОССТАНАВЛИВАЮЩИЕСЯ ПОЛИМЕРЫ ДЛЯ ПЛЁНОЧНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ

В настоящее время наиболее используемыми полимерами-диэлектриками для плёночных конденсаторов сегодня стали полипропилен (Polypropylen – PP), полиэстер (Polyester – PET), полиэтиленнафталат (Polyethylenaphtalat – PEN), полиэтиленсульфид (Polyphenylensulfid – PPS). Характеристики полимеров-диэлектриков для плёночных конденсаторов приведены в таблице.

Характеристики полимеров-диэлектриков
для плёночных конденсаторов

Характеристики диэлектриков	Материал			
	PET	PEN	PPS	PP
Диэлектрическая проницаемость при 1 кГц	3,3	3,0	3,0	2,2
Допустимая толщина плёнки, мкм	0,7	0,9	1,2	3,0
Электрическая прочность, В / мкм	580	500	470	650
Номинальное напряжение (постоянный ток), В	50 ...	16 ...	16 ...	40 ...
	1000	250	100	2000
Типовой диапазон ёмкости	100 пФ	100пФ	100 пФ	100 пФ
	22 мкФ	1 мкФ	0,47мкФ	10 мкФ
Максимальная рабочая температура, °С	125/150	150	150	105

Плёночные конденсаторы на основе полипропилена и полиэстера могут работать при высоких напряжениях, имеют значи-

тельные величины напряжения пробоя. Для них характерны низкие диэлектрические потери, хорошая частотная характеристика, отличная самовосстанавливающаяся способность. Отметим, что рабочие температуры конденсаторов на базе диэлектрика-полипропилена довольно низкие (105°С),

Способность к самовосстановлению при локальном пробое диэлектрика конденсатора (за счёт расплавления электрической дугой и перехода в парообразное состояние полимера-диэлектрика, «обволакивания» и изоляция поврежденного участка электрода застывшим полимером) характерна только для металлизированных плёночных конденсаторов с толщиной металлизированного слоя не более 3/10 толщины диэлектрика [Лит.].

Отметим, что любой локальный пробой в плёночном конденсаторе снижает его ёмкость в среднем на 0,1%, но риски провоцирования локальным повреждением лавинообразных пробоев зависят от толщины диэлектрика в конденсаторе, поскольку в процессе образования плазмы на первом этапе «самооживления» прилегающие слои диэлектрика повреждаются и изменяют свои характеристики. В результате физико-химических процессов в полимере при самовосстановлении повышается внутреннее давление в корпусе конденсатора (особенно в силовых конденсаторах) и при определенном числе пробоев давление может достигать критических значений, что может вызывать повреждение корпуса конденсатора.

Литература

Зайцев Ю. В., Холодный Д. С., Рыбаков Д. А. Материалы и элементы компьютерной техники. М.: Изд-во Научн. управления Объединённой академии образов. учреждений. 2014. 146 с.

Домахин Е.А., Котин Д.А., Попов Н.С.
(Новосибирск, НГТУ НЭТИ)

АЛГОРИТМ СИНХРОНИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЙ МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ И ВЫСОКОВОЛЬТНОЙ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

Многоуровневые преобразователи позволяют расширить сферу применения регулируемых электроприводов (ЭП) на базе

асинхронных и синхронных электродвигателей. Из литературы [1, 2] известно достаточное количество схем построения многоуровневых преобразователей (МПЧ). Наибольшее распространение получили следующие схемы построения: МПЧ с плавающими конденсаторами, МПЧ с блокирующими диодами, каскадный МПЧ на базе H-мостов.

Несомненно, что каждая структура обладает рядом преимуществ и недостатков. Применение той либо иной схемы при разработке АЭП требует технического и экономического обоснования, что не рассматривается в рамках данного доклада. В дальнейшем детальному рассмотрению подвергается каскадный МПЧ на базе H-мостов.

Базовым элементом каскадного МПЧ с H-мостами является двухуровневый инвертор напряжения, или H-ячейка.

Комбинируя количество последовательно включенных H-мостов (каскадное включение), возможно достижение требуемого уровня выходного напряжения каскада.

Для каждого H-моста требуется отдельный изолированный источник постоянного напряжения. Эта особенность обуславливает модульный характер инвертора. Для большинства применений данное требование является недостатком, т.к. при питании инвертора через выпрямитель от сети переменного тока необходим сложный многообмоточный трансформатор на входе.

ШИМ для многоуровневых преобразователей традиционно делятся на алгоритмы с опорными сигналами, сдвинутыми по фазе (phase-shifted) и на алгоритмы с опорными сигналами, сдвинутыми по уровню (level-shifted).

В работе приведена разработка математической имитационной модели высоковольтного ЭП на базе пятиуровневого преобразователя частоты с H-мостами, применяемого для частотного регулирования высоковольтного асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором (АДКЗР). Питание АДКЗР от МПЧ выполняется по кабельной линии (КЛ).

В работе разрабатываются алгоритмы синхронизации выходного напряжения МПЧ с напряжением сети. Для полной синхронизации напряжений двух источников необходимо согласование амплитуд, частот и фаз данных напряжений. Предварительное выполнение синхронизации напряжений преобразователя частоты и

питающей сети позволит выполнять практически «безударный» перевод питания с МПЧ на сеть и обратно. За счёт выполнения синхронизированного перевода нагрузки на сеть возможно повышение КПД работы системы, рациональное использование ресурса преобразователя, управление в каскадных схемах с одним МПЧ.

Дальнейшими задачами для исследований авторы ставят перед собой разработку методик расчёта систем управления высоковольтными ЭП переменного тока, обеспечивающими безударное переключение высоковольтных электродвигателей между преобразователем частоты и питающей сетью.

Литература

1. A nine-level inverter topology for medium-voltage induction motor drive with open end stator winding / P. P. Rajeevan [et al.] // IEEE Transactions on industrial electronics. Sept. 2013. Vol. 60. No. 9.

2. Ounejjar Y., Al-Haddad K., Grégoire L.-A. Packed U Cells Multilevel Converter Topology: Theoretical Study and Experimental Validation // IEEE Transactions on industrial electronics. Apr. 2011. Vol. 58. No. 4.

Миргородская Е.Е., Колчев В.А., Мамоньчев М.Е., Митяшин Н.П.
(Саратов, СГТУ имени Гагарина Ю.А.)

АЛГОРИТМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ ВЕНТИЛЕЙ КОММУТАТОРА МНОГОУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА

Многоуровневые инверторы напряжения (МИН) обязательно включают в себя коммутатор, т.е. комплект вентиляей, непосредственно осуществляющий переключение уровней выходной кривой [1, 2]. Алгоритм переключения вентиляей обеспечивает формирование требуемой формы кривой и исключает возникновение аварийных ситуаций при коммутациях.

В работах [3, 4] рассмотрен однофазный МИН на основе универсального источника уровней (УИУ), структура которого не зависит от числа уровней кривой.

Упрощенная схема многоуровневого преобразователя на основе УИУ показана на рис. 1. Здесь АИН – однофазный мосто-

вой инвертор, пунктиром выделены следующие модули, составляющие УИУ: К – коммутатор, ИПН₁ и ИПН₂ – импульсные преобразователи напряжения, получающие питание от источника постоянного напряжения. Предполагается, что нагрузка АИН носит активно-индуктивный характер. На рис. 2 показаны макеты блоков коммутатора и инвертора напряжения многоуровневого преобразователя на основе УИУ.

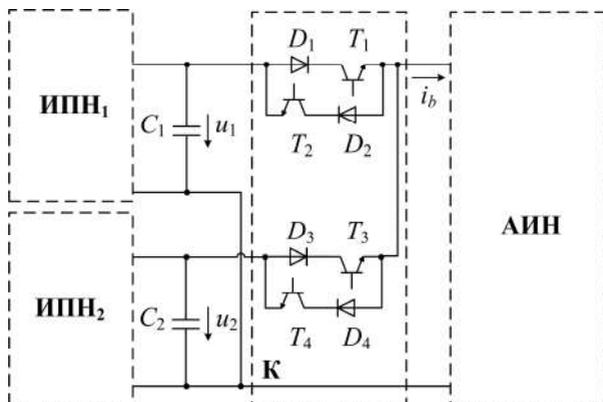


Рис. 1. Многоуровневый преобразователь на основе УИУ

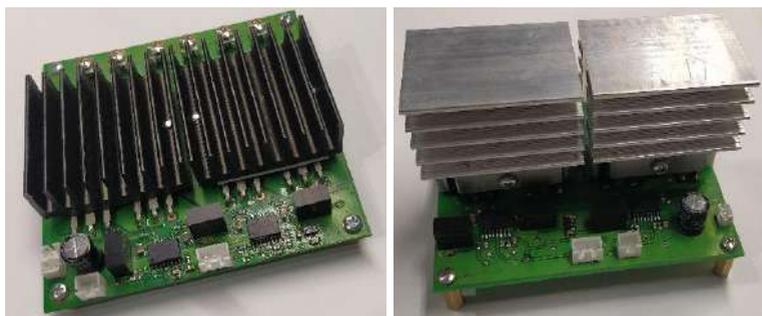


Рис. 2. Макеты блоков коммутатора и инвертора напряжения

Способ формирования многоуровневой кривой АИН, применяемый в рассматриваемом преобразователе, состоит в одновременном создании требуемых уровней напряжения на выходных конденсаторах C_1 и C_2 преобразователей ИПН₁ и ИПН₂. В частности, нечетные уровни формируются на конденсаторе C_1 , четные – на конденсаторе C_2 . Коммутатор К обеспечивает попере-

ременную подачу положительного напряжения на вход однофазного мостового АИН в соответствии с законом формирования кривой. Особенность рассматриваемого преобразователя состоит в том, что конденсатор, отключенный коммутатором от входа инвертора на данном интервале времени, формирует на соответствующем выходном конденсаторе следующее значение напряжения уровня своей четности.

При этих переключениях для исключения коротких замыканий необходимо избежать одновременного подсоединения выходных конденсаторов C_1 и C_2 к входным полюсам инвертора. Следовательно, необходимо реализовать соответствующую последовательность переключения транзисторов коммутатора $T_1 - T_4$.

Алгоритм работы коммутатора определяет последовательность управляющих импульсов, подаваемых на базы транзисторов, синхронизированную с процессом формирования кривой выходного напряжения, а также направлением входного тока i_b . При этом необходимо, во-первых, рассмотреть коммутации уровней (КУ), отличающиеся направлением перехода по значению напряжений уровней: «вверх» (от меньшего значения U^- к большему U^+) и «вниз» (от большего значения U^+ к меньшему U^-). Во-вторых, КУ различаются передачей питания инвертора от конденсатора C_1 к конденсатору C_2 и обратно. Таким образом, с учетом двух возможных направлений тока i_b алгоритм работы содержит 8 видов КУ.

Каждая КУ состоит из последовательности изменений состояния вентильного комплекта коммутатора. Состояние вентильного комплекта зададим в виде матрицы

$$S = \begin{matrix} \dot{e}_1 & d_1 \dot{u} \\ \dot{e}_2 & d_2 \dot{u} \\ \dot{e}_3 & d_3 \dot{u} \\ \dot{e}_4 & d_4 \dot{u} \end{matrix}$$

Здесь $t_i = 1$, если на базу транзистора T_i подан управляющий импульс и $t_i = 0$ в противном случае. Значение $d_i = 1$, если диод D_i находится в проводящем состоянии.

Рассмотрим четыре КУ, соответствующие случаю положительности тока i_b .

1. КУ при переходе «вниз» с передачей питания инвертора от ИПН₁ к ИПН₂, т.е. при $u_1 = U^+$ и $u_2 = U^-$, осуществляется следующая последовательность состояний вентильного комплекта коммутатора

$$\begin{array}{cccccccccc}
 \hat{e}_1 & 1 \hat{u} & \hat{e}_1 & 1 \hat{u} & \hat{e}_1 & 1 \hat{u} & \hat{e}_0 & 0 \hat{u} & \hat{e}_0 & 0 \hat{u} \\
 \hat{e}_1 & 0 \hat{u} & \hat{e}_0 & 0 \hat{u} \\
 \hat{e}_0 & 0 \hat{u} \textcircled{R} & \hat{e}_0 & 0 \hat{u} \textcircled{R} & \hat{e}_1 & 0 \hat{u} \textcircled{P} & \hat{e}_1 & 1 \hat{u} \textcircled{R} & \hat{e}_1 & 1 \hat{u} \\
 \hat{e}_0 & 0 \hat{u} & \hat{e}_1 & 0 \hat{u}
 \end{array} \quad (1)$$

В первом состоянии конденсатор C_1 подключен ко входу АИН через открытый по управляющему электроду транзистор T_1 и проводящий в силу $i_b > 0$. На базу транзистора T_2 подан управляющий импульс на случай смены направления тока i_b . Для перехода питания к ИПН₂ этот импульс снимается с базы T_2 , а затем подается управляющий импульс на базу транзистора T_3 . В результате последовательно реализуются второе и третье состояния коммутатора. Рассмотренные три состояния имеют подготовительный характер и не изменяют протекание тока через вентили. Соответствующие переходы состояний отмечены в (1) простыми стрелками \textcircled{R} .

Непосредственный переход тока i_b от ИПН₁ к ИПН₂ начинается после снятия управляющего импульса с транзистора T_1 , в результате чего повышается сопротивление этого транзистора. В силу реактивного характера тока i_b это приводит к его плавному переходу к транзистору T_3 . Таким образом реализуется четвертое состояние, в котором питание АИН переведено к ИПН₂. Соответствующий переход состояний отмечен в (1) двойной стрелкой.

Последнее состояние рассмотренной КУ определяется подачей управляющего импульса на базу T_4 , что делается для обеспечения коммутации при возможной смене направления тока i_b .

Приведем описание остальных трех КУ при $i_b > 0$.

2. КУ при переходе «вниз» с передачей питания инвертора от ИПН₂ к ИПН₁, т.е. при $u_1 = U^-$ и $u_2 = U^+$, осуществляется следующая последовательность состояний вентильного комплекта коммутатора

$\acute{e}0$	$0\grave{u}$	$\acute{e}0$	$0\grave{u}$	$\acute{e}1$	$0\grave{u}$	$\acute{e}1$	$1\grave{u}$	$\acute{e}1$	$1\grave{u}$
$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}1$	$0\acute{u}$
$\grave{e}1$	$1\acute{u}$	$\grave{e}1$	$1\acute{u}$	$\grave{e}1$	$1\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$
$\grave{e}1$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$

Отличие этого КУ от первого заключается в том, что переход тока с ветви вентилей T_1 и D_1 на ветвь вентилей T_3 и D_3 происходит не в результате снятия управляющего импульса с вентиля T_1 и соответствующего увеличению его сопротивления и отпирания предварительно включенного по управляющему электроду вентиля T_3 под действием индуктивной ЭДС нагрузки, а в результате подачи импульса на управляющий электрод вентиля T_3 . При этом образуется контур, включающий в себя вентили T_1 , D_1 , T_3 , D_3 и конденсаторы C_1 и C_2 . В данном случае напряжение $u_2 - u_1 > 0$. Для вентилей T_1 и D_1 это напряжение является запирающим, а для вентилей T_3 , D_3 – отпирющим, что и приводит к переходу тока i_b на ветвь вентилей T_3 и D_3 .

3. КУ при переходе «вверх» с передачей питания инвертора от ИПН₁ к ИПН₂, т.е. при $u_1 = U^-$ и $u_2 = U^+$, осуществляется следующая последовательность состояний вентильного комплекта коммутатора

$\acute{e}1$	$1\grave{u}$	$\acute{e}1$	$1\grave{u}$	$\acute{e}1$	$1\grave{u}$	$\acute{e}1$	$0\grave{u}$	$\acute{e}0$	$0\grave{u}$	$\acute{e}0$	$0\grave{u}$
$\grave{e}1$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$								
$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}1$	$0\acute{u}$	$\grave{e}1$	$1\acute{u}$	$\grave{e}1$	$1\acute{u}$	$\grave{e}1$	$1\acute{u}$
$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}1$	$0\acute{u}$								

4. КУ при переходе «вверх» с передачей питания инвертора от ИПН₂ к ИПН₁, т.е. при $u_1 = U^+$ и $u_2 = U^-$, осуществляется следующая последовательность состояний вентильного комплекта коммутатора

$\acute{e}0$	$0\grave{u}$	$\acute{e}0$	$0\grave{u}$	$\acute{e}1$	$0\grave{u}$	$\acute{e}1$	$1\grave{u}$	$\acute{e}1$	$1\grave{u}$	$\acute{e}1$	$1\grave{u}$
$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}1$	$0\acute{u}$								
$\grave{e}1$	$1\acute{u}$	$\grave{e}1$	$1\acute{u}$	$\grave{e}1$	$1\acute{u}$	$\grave{e}1$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$
$\grave{e}1$	$0\acute{u}$	$\grave{e}0$	$0\acute{u}$								

При $i_b < 0$ реализуются аналогичные КУ, при этом происходит перестановка индексов вентилях в соответствии с заменой направления их включения по схеме рисунка.

Литература

1. *Rashid M. H.* Power Electronics Handbook. Butterworth-Heinemann, 2018. 1522 p.
2. Multi-level Inverter: A Literature Survey on Topologies and Control Strategies / *B. Singh* [et al.] // International Journal of Reviews in Computing. 2012. Vol. 10. PP. 1–16.
3. Multi-level voltage inverter with structure invariant to the number of levels of the output curve / *E. E. Mirgorodskaya* [et al.] // International Conference of Young Specialists on Micro // Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2020. PP. 346–351.
4. Universal power source of single-phase multilevel inverters / *E. E. Mirgorodskaya* [et al.] // 16th Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems, 2019. PP. 337–341.

Миргородская Е.Е., Трегубова Е.В., Голембиовский Ю.М.
(Саратов, СГТУ имени Гагарина Ю.А.)

КОМБИНИРОВАННОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ДВУХМОСТОВОМ ИНВЕРТОРЕ ТОКА

В работах [1–3] рассмотрен комбинированный способ регулирования выходного напряжения применительно к многоуровневым инверторам напряжения. В настоящем докладе рассмотрена возможность использования аналогичного приема для регулирования напряжения в инверторах тока на основе вентилях с полной управляемостью.

Смысл указанного способа состоит в совмещении инерционного регулирования напряжения источника питания U_d и быстродействующего низкочастотного широтно-импульсного регулирования кривой инвертора с кратковременным искажением её формы.

Рассмотрим трехфазный инвертор тока (рис. 1), в котором используются два трехфазных мостовых инвертора на полностью управляемых вентилях, питающиеся по цепи постоянного тока от импульсных преобразователей, рассмотренных в однофазном инверторе [4].

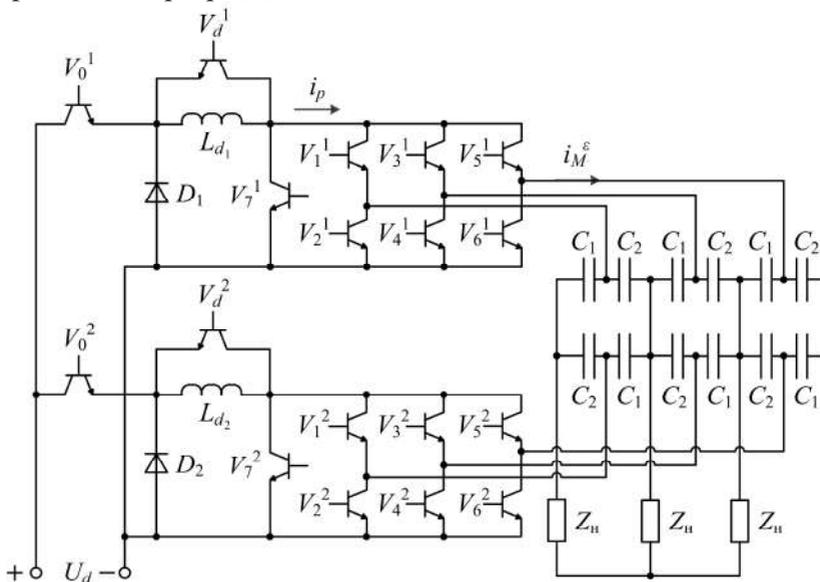


Рис. 1. Трехфазный двухмостовой инвертор тока

Здесь трехфазные мосты на стороне переменного тока объединены с помощью расщепленной двенадцатиэлементной конденсаторной батареи. В работе [5] на примере классических инверторов тока показано, что такая конфигурация позволяет значительно улучшить гармонический состав выходной кривой по сравнению с одномостовой трехфазной схемой. Для этого необходимо при тридцатиградусном опережении последовательности управляющих импульсов первого моста относительно соответствующих импульсов второго моста обеспечить следующее соотношение между емкостями C_1 и C_2 расщепленной батареи

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{\sin(45^\circ)}{\sin(75^\circ)} = 0,732.$$

При этом обеспечивается уничтожение 5-й и 7-й гармоник в разложении выходной кривой так, что младшими, отличными от нуля помимо основной, оказываются 11-я и 13-я гармоники.

Это обстоятельство позволяет применить в схеме инвертора (рис. 1) достаточно простой вариант широтно-импульсного метода регулирования величины выходного напряжения. Рассмотрим этот способ регулирования на примере однофазной схемы. В обычном режиме работы вентилей трехфазной мостовой схемы ток i_M , поступающий от вентильного комплекта к нагрузке и конденсаторной батарее по каждой фазе, имеет форму, показанную в верхней части рис. 2. Но в параллельном инверторе при малой нагрузке и малом значении индуктивности в цепи постоянного тока, при котором длительность импульсов тока i_M снижается, и тем самым автоматически уменьшается выходное напряжение инвертора. Этот процесс является неуправляемым, так как определяется параметрами элементов схемы и нагрузки.

Однако в инверторных мостах схемы (рис. 1) благодаря наличию полностью управляемых вентилей можно целенаправленно регулировать длительность импульсов тока i_M , как это показано в нижней части рис. 2. Здесь ε – управляющая величина, изменение которой позволяет изменить выходное напряжение.

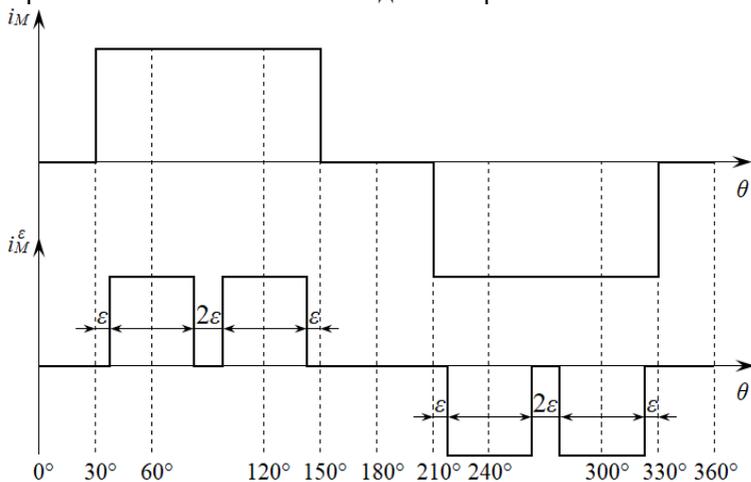


Рис. 2. Последовательности импульсов токов i_M и i_M^ε

Очевидным недостатком данного метода является то, что даже при небольших значениях угла ε форма кривой сильно искажается, что исключает его применение как основного способа регулирования напряжения. Однако этот метод может быть более конкурентоспособным в случае его применения в двухмостовой схеме инвертора с расщепленной конденсаторной батареей в качестве вспомогательного совместно с основным, но инерционным регулированием напряжения за счет изменения входного напряжения U_d . Таким образом, компенсация низкого быстродействия управления по цепи постоянного напряжения производится практически безынерционным регулированием напряжения за счет изменения угла ε ценой временного ухудшения формы выходной кривой.

Результаты исследования суммарных коэффициентов гармоник кривой выходного тока моста i_M K_I и кривой выходного напряжения двухмостового инвертора K_U от угла ε приведены на рис. 3. Как следует из этих результатов, даже при сильно искаженной кривой тока i_M возможно с учетом сказанного выше получить приемлемый гармонический состав кривой выходного напряжения двухмостовой схемы (рис. 1).

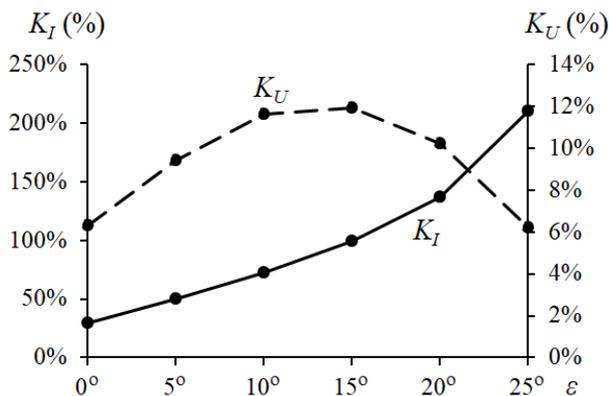


Рис. 3. Зависимости суммарных коэффициентов гармоник кривой выходного тока моста K_I и кривой выходного напряжения двухмостового инвертора K_U от угла ε

Литература

1. Способ стабилизации выходного напряжения многоуровневого инвертора напряжения / *Е. Е. Миргородская, В. А. Колчев, Н. П. Митяшин, Ю. Б. Томашевский*. Патент № 2729890 от 13.08.2020.

2. Комбинированный метод стабилизации выходного напряжения в многоуровневых инверторах / *Н. П. Митяшин* [и др.] // Вестник Саратовского государственного технического университета. 2014. № 77. С. 137–142.

3. Voltage stabilization in multilevel inverters / *N. P. Mityashin* [et al.] // 2014 12th International Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE), 2014. PP. 758–761.

4. Current inverter with two-channel regulation of the output voltage / *Е. Е. Mirgorodskaya* [et al.] // 2020 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE), 2020. PP. 244–250.

5. *Артюхов И. И., Митяшин Н. П., Серветник В. А.* Автономные инверторы тока в системах электропитания. Саратов: Саратов. политехн. ин-т., 1992. 152 с.

УПРАВЛЕНИЕ И АВТОМАТИКА В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ

Попов М.Г.¹, Даутов А.А.¹, Горячевский К.С.²,
Маньков П.Н.¹, Мельников А.А.¹
(Санкт-Петербург, ¹СПБПУ; ²«НТЦ ЕЭС ПУ»)

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АВТОМАТИКИ РАЗГРУЗКИ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ С КОРРЕКЦИЕЙ ЕЁ ХАРАКТЕРИСТИК СРАБАТЫВАНИЯ

Важную роль в обеспечении энергобезопасности и живучести энергосистем играет правильная и селективная работа устройств РЗА. Среди них можно выделить автоматику разгрузки линий электропередачи, которая одна из первых в составе противоаварийных мероприятий, вводится в действие вблизи границы области устойчивых режимов, определяя в целом надежность параллельной работы ОЭС. В условиях разветвленной структуры ОЭС достаточно трудно, а иногда невозможно корректно определить параметры срабатывания устройств автоматики разгрузки по активной мощности (АРПМ), удовлетворяющие нормативным требованиям по чувствительности и селективности.

В частности, как было показано в [1–8, 12], на корректную работу устройства АРПМ могут оказать влияние процессы, приводящие к возникновению качаний по линиям сечения. Для отстройки от таких режимов можно осуществить корректировку уставки по времени устройства разгрузки. Также при аварийных возмущениях, обуславливающих изменение мощности в контролируемом сечении, существенное влияние на селективную работу автоматики оказывает контроль режимных параметров в предаварийном режиме.

Для решения данной проблемы авторами предлагается усовершенствованный алгоритм данной автоматики. В рамках данной работы успешно решаются следующие задачи исследований: 1) разработка и анализ математических моделей энергосистем выбранных регионов; 2) создание нового алгоритма функционирования устройства АРПМ на PLC-системе по стандарту МЭК 61131; 3) испытания модернизированного устройства АРПМ. Результаты решения этих задач выносятся на обсуждение в рамках статьи.

Объектом исследований является эквивалентная энергосистема, содержащая энергообъединения Урала, Сибири и Казахстана. Параллельная работа этих ОЭС обеспечивается тремя межсистемными линиями электропередачи 500 кВ, которые входят в контролируемое сечение «Казахстан-Сибирь-1» (рис. 1).

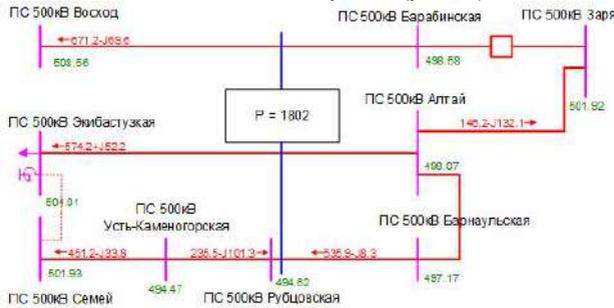


Рис. 1. АДП в сечении Казахстан – Сибирь-1

Методология исследования заключается в проведении численных и лабораторных экспериментов по исследованию нестационарных режимов работы математических и лабораторных моделей силового электрооборудования.

Исходные данные, параметры моделей силового электрооборудования и данные о потоках мощности в сечениях взяты из [14] и [13]. Принципы создания математических моделей электрооборудования, идентификации его электромагнитных параметров подробно рассмотрены в [3, 6–11] и поэтому из-за ограничений по объему здесь не изложены.

Алгоритм функционирования АРПМ (рис. 2) разработан в соответствии с требованиями стандарта [15] и для проведения испытаний встроен в программируемый логический контроллер.

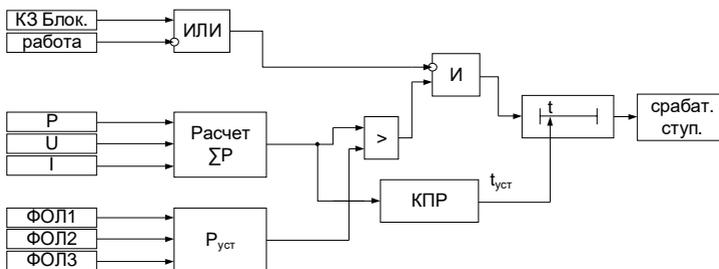


Рис. 2. Схема алгоритма функционирования

Принцип работы алгоритма основан на контроле с помощью модели суммарной в контролируемом сечении активной мощности. Для её расчета осуществляются измерения фазных токов, напряжений и мощностей одной из входящей в сечение линий. Вычисленное значение сравнивается с уставкой, а также передается в блок контроля предшествующего режима (КПР). В случае превышения уставки ($P_{\Sigma} > P_{уст}$) на вход логического оператора «И» соответствующей ступени поступает «1» (или «0» при $P_{\Sigma} < P_{уст}$), а срабатывание ступени происходит с заданной выдержкой времени, которая корректируется (вводя ускорение) блоком КПР. Ключ «работа» определяет активность состояния алгоритма. Переменная «КЗ Блок.» – сигнал блокировки при возникновении короткого замыкания. Для контроля состояния линий, входящих в сечение, используются сигналы, выдаваемые устройствами фиксации состояния линий (ФОЛ).

Испытания модернизированной автоматики проводились с использованием ПАК РВ «RTDS» в лабораториях НИО-5 АО «НТЦ ЕЭС». На рис. 3, 4 представлены некоторые наиболее характерные осциллограммы испытаний устройства.

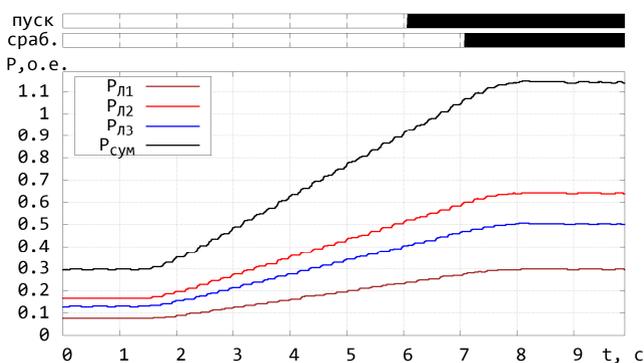


Рис. 3. Характеристики изменения активной мощности линий при плавном увеличении потока в контролируемом сечении

Пуск АРПМ при плавном увеличении потока в контролируемом сечении (рис. 3) происходит при его достижении значения уставки 0,92 о.е., а срабатывание автоматики происходит через 1с. В случае резкого увеличение перетока активной мощности до значения 1,15 о.е. (рис. 4) происходит коррекция выдержки времени и срабатывание автоматики зафиксировано спустя 0,4 с. В результате лабораторных экс-

периментов установлено, что разработанное устройство АРПМ работает корректно во всех тестовых испытаниях.

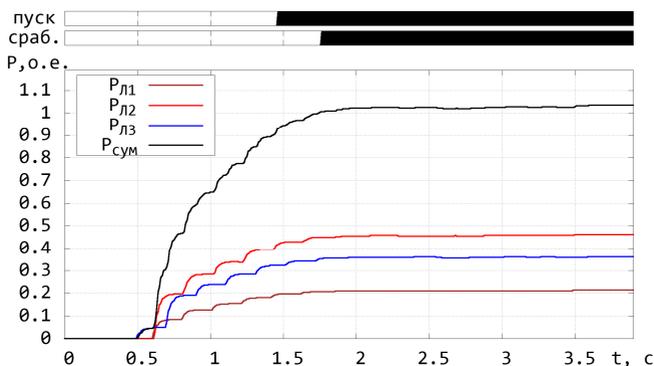


Рис. 4. Характеристики изменения активной мощности линий при скачкообразном увеличении потока в контролируемом сечении

Таким образом, разработан усовершенствованный функциональный алгоритм АРПМ линий электропередач с коррекцией характеристики срабатывания, который реализован в виде встроенного программного обеспечения программируемых логических контроллеров с интегрированными модулями ввода/вывода аналоговых и дискретных сигналов. Модернизированная автоматика прошла успешные тестовые испытания с применением программно-технического комплекса реального времени ПАК РВ «RTDS».

Литература

1. Рагозин А. А., Попов М. Г. О влиянии моментов неконсервативных сил на статическую устойчивость электроэнергетических систем // *Электричество*. 2002. № 10. С. 18–24.
2. Ragozin A. A., Popov M. G. An analysis of effectiveness of using controllable shunting reactors in system-forming networks of power pools // *Power of Russia*. 2002. No. 2. PP. 26–28.
3. Попов М. Г. Исследование и выбор методов численного интегрирования жестких уравнений электромеханических переходных процессов электроэнергетических систем // *Научно технические ведомости СПбГПУ*. 2006. Т. 1. № 5. С. 89–93.
4. Попов М. Г., Орсоева А. А., Козырев А. В. Исследование асинхронного режима гидрогенераторов Бурейской ГЭС при потере возбуждения // *Известия высших учебных заведений. Электромеханика*. 2010. № 2 (спецвыпуск). С. 30–33.

5. *Попов М. Г., Захарова Е. В.* Исследование устойчивости объединенных энергосистем на основе структурного подхода // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2013. № 3 (178). С. 110–117.

6. *Попов М. Г., Захарова Е. В.* Исследование статической устойчивости кольцевых объединенных энергосистем на основе структурных критериев // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2014. № 3. С. 15–21.

7. *Попов М. Г., Захарова Е. В.* Поисковые исследования структурных критериев статической устойчивости сложных объединенных энергосистем // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2015. № 1 (537). С. 37–44.

8. Исследование статической устойчивости сложных объединенных энергосистем произвольной структуры / *М. Г. Попов* [и др.] // Электрические станции. 2015. № 11. С. 61–69.

9. Идентификация параметров силовых трансформаторов в адаптивных средствах их защиты и автоматики / *М. Г. Попов* [и др.] // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2018. Т. 61. № 6. С. 68–76.

10. Идентификация параметров силовых трансформаторов в адаптивных средствах их защиты и автоматики / *М. Г. Попов* [и др.] // Известия НТЦ Единой энергетической системы. 2018. № 2 (79). С. 118–130.

11. *Попов М. Г., Васильева О. А., Асаинов Д. Н.* Опыт внедрения цифровых технологий на ТЭЦ на базе многофункциональных измерительных приборов // Научно-технические ведомости СПбПУ. Естественные и инженерные науки. 2019. Т. 25, № 3. С. 47–58.

12. Особенности динамических свойств автономной микросети с источниками распределенной генерации / *М. Г. Попов* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2020. № 1 (38). С. 26–31.

13. Администратор торговой системы АТС «ОРЭМ» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.atsenergo.ru> (дата обращения: 06.02.2020).

14. Схемы и программы развития Единой энергетической системы на 2017-2023 годы. Утвержден 01.03.2017.

15. Стандарт организации АО «СО ЕЭС» СТО 59012820.29.020. 004-2018. Релейная защита и автоматика. Автоматическое противоаварийное управление режимами энергосистем. Противоаварийная автоматика. Нормы и требования. 30.03.2018.

Попов М.Г., Маньков П.Н., Мельников А.А.,
Даутов А.А., Факеров С.М.
(Санкт-Петербург, СПбПУ)

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАБЕЛЕЙ В НЕСТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМАХ

С широким внедрением микропроцессорных устройств контроля, защиты и управления обострилась проблема их электромагнитной совместимости. Это обусловлено тем, что источники электромагнитных помех могут вызывать сбои в работе автоматизированных микропроцессорных систем, что в конечном счёте может привести к крупным системным авариям со значительным ущербом. Как правило, попадание наведённой электромагнитной помехи в микропроцессорную часть устройств защиты и автоматики происходит по контрольным или питающим кабелям. Эффективные мероприятия по устранению влияния электромагнитных помех промышленной и высокой частоты на микропроцессорные средства известны из [1, 5–8] и широко применяются на практике. Вопросы фильтрации электромагнитных помех для повышения чувствительности измерительных и пусковых органов микропроцессорных защит и автоматики рассмотрены достаточно подробно в [2–14]. Однако в этих работах авторы ограничиваются вопросами проектирования аналогово-цифровых фильтров для компенсации различного рода помех, не решая при этом проблемы наведённого электромагнитного влияния на контрольно-измерительные кабели, коммутируемые к измерительным трансформаторам.

Следует отметить невозможность выполнения одного из самых простых и эффективных мероприятий – отдаление места прокладки контрольно-измерительных кабелей от пофазно-экранированного токопровода, поскольку в комплектный токопровод интегрированы измерительные трансформаторы, к которым должны подключаться кабели. В этой связи необходимо разработать мероприятия по обеспечению электромагнитной совместимости контрольно-измерительного кабеля с токопроводом.

Целью исследования является оценка электромагнитного влияния поля промышленной частоты на контрольно-измерительные кабели, прокладываемые вблизи пофазно-экранированного токо-

провода, а также разработка мероприятий по обеспечению их (кабелей) электромагнитной совместимости. **Методология исследований** заключается в проведении численных экспериментов по расчёту электромагнитного поля вблизи токопровода, с последующим анализом распределения модуля напряженности H магнитного поля. Особенности методов расчета и идентификации электромагнитных параметров электроустановок достаточно подробно изложены в [2–5, 9] и поэтому в этой работе не приводятся.

Исследование двумерной модели электромагнитного поля, индуцируемого токами комплектно-экранированного токопровода, производится в режимах его внешних однофазных и двухфазных коротких замыканий в сети 500 кВ (рис. 1).

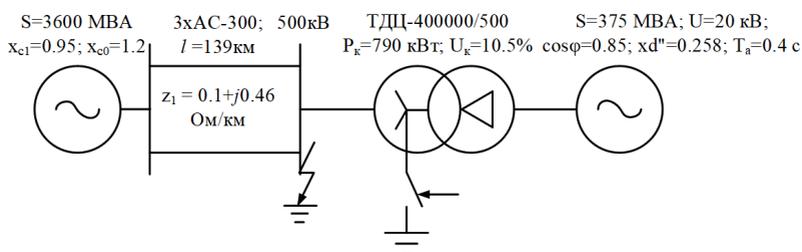


Рис. 1. Эквивалентная расчетная схема блочной электростанции

Расчетные значения аварийных первичных токов в электросети и индуцируемых ими токов в экранах приведены в табл. 1.

Табл. 1. Расчетные величины токов электросети и токов в экранах фаз КЗ

Вид КЗ	Токи фазы А, кА		Токи фазы В, кА		Токи фазы С, кА	
	эл.сеть	экран	эл.сеть	экран	эл.сеть	экран
К ⁽¹⁾	$22.7e^{-j84.2}$	$22.4e^{-j184.6}$	$4.1e^{-j179.6}$	$44.9e^{j0.6}$	$22.7e^{j85.4}$	$22.4e^{-j174.2}$
К ⁽²⁾	$16.8e^{-j11.8}$	$16.5e^{j102.6}$	$33.0e^{-j179.5}$	$6.9e^{j0.2}$	$16.9e^{j12.6}$	$16.5e^{-j101.7}$
К ^(1,1)	$22.1e^{-j41.3}$	$21.6e^{j132.2}$	$33.0e^{-j179.6}$	$28.8e^{j0.6}$	$16.9e^{j42.2}$	$21.7e^{-j131.2}$

Расчет плоского (в сечении) поля производится в PDE Toolbox MatLab в несколько этапов: 1) построение расчетной области; 2) задание типа решаемого уравнения; 3) задание граничных условий; 4) разбиение области решения на конечные элементы; 5) формирование и решение глобальной системы

уравнений относительно узловых значений искомого параметра;
б) графическое отображение картины поля (рис. 2–4).

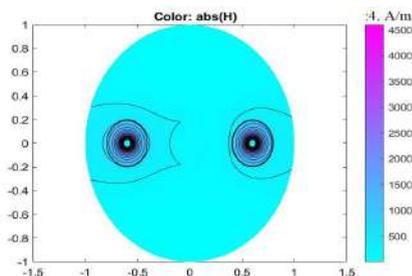


Рис. 2. Напряженность магнитного поля при однофазном КЗ

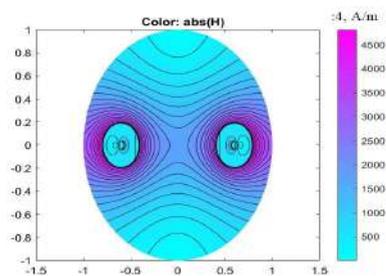


Рис. 3. Напряженность магнитного поля при двухфазном КЗ

Из анализа рис. 2–4 следует, что токи фазы В оказывают несущественное влияние, поскольку их мгновенные значения незначительны – их аргументы близки к 0 или 180 электрическим градусам.

Однако в режимах двухфазного и двухфазного на землю КЗ электромагнитная обстановка вблизи токопроводов фаз А и С (рис. 3, 4) относится согласно [15] к 4 классу жесткости –

воздействие полем, напряженностью свыше 1000 А/м. С учетом этого в качестве одного из мероприятий, авторами выполнена оценка эффективности применения дополнительных экранов.

Оценка эффективности стального экрана произведена для наиболее тяжелого расчетного случая – в режиме двухфазного КЗ. Характеристики напряженности поля при условии размещения экрана левее пофазно-экранированного токопровода представлены на рис. 5.

Сопоставляя характер изменения силовых линий поля (рис. 3 или 5), можно сделать вывод о том, что магнитное поле внутри экрана ослабевает. Без дополнительного экрана контрольного кабеля, расположенного слева относительно токопровода фазы А, напряженность поля превышала 1000 А/м (рис. 3). В этой же

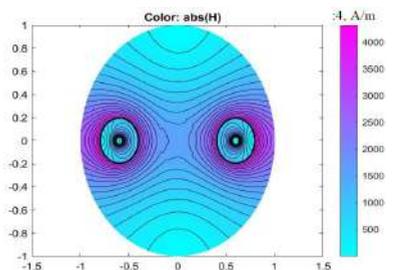


Рис. 4. Напряженность магнитного поля при двухфазном КЗ на землю

расчетной области (рис. 5) внутри экрана напряженность не превышает 500 А/м. При этом вне экрана кабеля происходит искажение силовых линий поля с концентрацией их замыкания по поверхности (и вблизи) стального экрана в среде с наибольшей магнитной проницаемостью. Помимо экранирования согласно [15] для устранения влияния электромагнитных помех также предлагается выполнить следующие мероприятия: использование экранированных контрольно-измерительных кабелей с заземлением экрана с обеих сторон; установка на входе микропроцессорных устройств специальных средств ограничения/снятия перенапряжений.

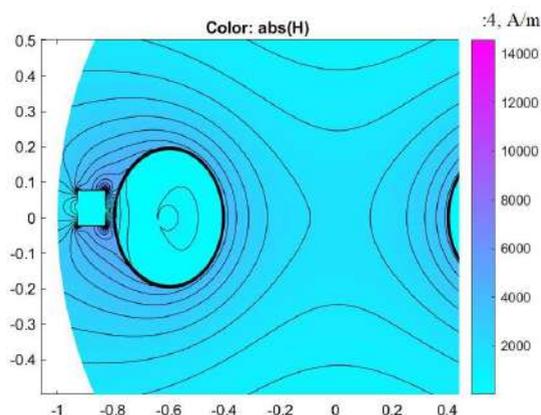


Рис. 5. Картина напряженности магнитного поля при двухфазном КЗ и наличии экрана

Таким образом: 1) установлено, что в режимах внешних двухфазных коротких замыканий электромагнитная обстановка вблизи токопровода отвечает 4 классу жесткости и характеризуется величиной напряженности магнитного поля более 1000 А/м; 2) в результате численных экспериментов обоснована эффективность применения дополнительного экрана, как одной из мер по обеспечению электромагнитной совместимости; применение дополнительного стального экрана позволяет снизить напряженность магнитного поля на поверхности контрольно-измерительных кабелей до величины менее 500 А/м и, как следствие, обеспечить надежную работу микропроцессорных устройств контроля, защиты и автоматики.

Литература

1. *Попов М. Г.* Автоматизированные системы контроля качества электроэнергии распределительных сетей // Энергетик. 2003. № 12. С. 34–35.
2. *Бессолицын А. В., Новосёлова О. А., Попов М. Г.* Разработка методики численного расчета продольных параметров воздушной линии на основе трехмерной краевой задачи // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2010. № 2. С. 50–55.
3. *Бессолицын А. В., Попов М. Г., Хорошина Е. Н.* Использование численного расчета трехмерного электростатического поля для определения собственных и взаимных емкостей проводов воздушной линии // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2010. № 2. С. 55–59.
4. *Бессолицын А. В., Попов М. Г.* Численный расчет начального напряжения общей короны на многопроводных проводах // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2010. № 2 (спецвыпуск). С. 35–37.
5. *Попов М. Г.* Совершенствование методов численного расчета расстояния до места повреждения воздушных линий электропередачи // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2011. № 3 (130). С. 54–61.
6. Повышение достоверности работы измерительных цепей релейной защиты / *В. К. Ванин* [и др.] // Электрические станции. 2015. № 11. С. 30–35.
7. *Ванин В. К., Попов М. Г.* Анализ процессов в силовых и измерительных трансформаторах и коррекция их описания для различных приложений // Релейная защита и автоматизация. 2018. № 01(30). С. 39–45.
8. Воспроизведение токов и напряжений измерительных трансформаторов тока / *В. К. Ванин* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2018. № 4 (33). С. 42–45.
9. Идентификация параметров силового оборудования в адаптивных средствах защиты и автоматики / *М. Г. Попов* [и др.] // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2018. Т. 61. № 6. С. 68–76.
10. *Ванин В. К., Ванин И. В., Попов М. Г.* Повышение точности измерения первичных напряжений в энергосистемах // Вестник Чувашского университета. 2019. № 3. С. 46–52.

11. *Ванин В. К., Попов М. Г.* Элементы систем автоматического управления в энергетике. Цифровая микроэлектроника систем релейной защиты и автоматики. СПб.: Изд-во Санкт-Петербург. гос. политехн. ун-та, 2008. 152 с.

12. *Ванин В. К., Попов М. Г.* Теоретические основы цифровых средств релейной защиты и автоматики: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений, обучающихся по направл. подготовки магистров «Системный анализ и управление». СПб.: Изд-во Санкт-Петербург. гос. политехн. ун-та, 2012. 170 с.

13. *Попов М. Г., Васильева О. А., Асаинов Д. Н.* Опыт внедрения цифровых технологий на ТЭЦ на базе многофункциональных измерительных приборов // Научно-технические ведомости СПбПУ. Естественные и инженерные науки. 2019. Т. 25, № 3. С. 47–58. DOI: 10.18721/JEST.25303.

14. Особенности динамических свойств автономной микросети с источниками распределенной генерации / *М. Г. Попов* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2020. № 1 (38). С. 26–31.

15. Стандарт организации СО 34.35.311-2004. Рекомендации по определению электромагнитной среды и совместимости на электростанциях. М.: Изд-во МЭИ, 2004. 76 с.

Попов М.Г., Мельников А.А., Маньков П.Н.,
Даутов А.А., Факеров С.М.
(Санкт-Петербург, СПбПУ)

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ УСТРОЙСТВ

Обеспечение надёжной работы микропроцессорных устройств контроля, защиты и управления на энергообъектах с неблагоприятной электромагнитной обстановкой является одним из важнейших вопросов. Решение основных проблем в этой области позволяет шире использовать электронные и микропроцессорные измерительные и защитные устройства, исключая риски их некорректной работы и ложных срабатываний.

В 2018-2020 годах по заказу Кировэнерго на кафедре электрических станций Вятского государственного университета разрабо-

тан прибор для измерения сопротивления заземления опор воздушных линий электропередачи (ЛЭП). Актуальность его создания обусловлена отсутствием в продаже устройств, которые отвечали бы требованиям заказчика по погрешности измерения и габаритным размерам. В связи с тем, что в цепях питания проектируемого устройства используются достаточно мощные тороидальные дроссели, возникла необходимость обеспечения электромагнитной совместимости функциональной части устройства, выполненной с использованием микроэлектронных компонентов.

Эффективные меры по устранению влияния промышленных и высокочастотных электромагнитных помех на микропроцессорные устройства управления и защиты известны из [1–4, 7–10, 12, 17] и широко используются на практике. Вопросы фильтрации электромагнитных помех для повышения чувствительности измерительных и пусковых элементов микропроцессорной защиты и автоматики достаточно подробно рассмотрены в [5, 6, 11, 13–15]. Однако в этих работах авторы ограничиваются вопросами оценки эффективности различных типов экранов и контуров заземления, исследованием и анализом разработанных аналого-цифровых фильтров для компенсации разного рода помех, не решая задачи устранения электромагнитных помех цепей питания на измерительную и информационную часть микропроцессорных устройств.

Цель исследования – определить допустимое расположение дросселей, при котором создаваемые ими электромагнитные помехи для микропроцессорных элементов печатной платы будут минимальными. Решение этой проблемы важно и актуально, так как несоблюдение требований по электромагнитной совместимости может привести к выходу из строя микропроцессорных устройств управления, защиты и автоматизации силового электрооборудования энергосистем.

Схема и структура исследуемой микропроцессорной печатной платы размером 200x200 мм устройства для измерения и контроля сопротивления заземления опор ЛЭП показаны на рис. 1.

Общие параметры тороидальных сердечников и характеристики четырёхслойных обмоток (рис. 2): радиус тора 16,25 мм; радиус провода 0,3 мм; начальная высота витка 20,6 мм; конечная высота витка 24,2 мм; начальная ширина витка 18,1 мм; конечная ширина витка 21,7 мм; количество витков в одном слое – 125.

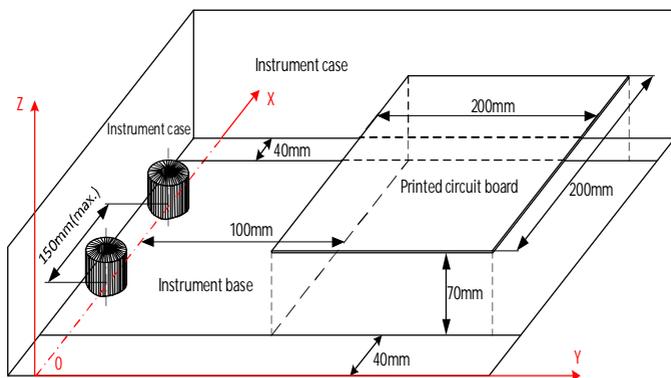


Рис. 1. Схема расположения микропроцессорной платы с тороидальными дросселями

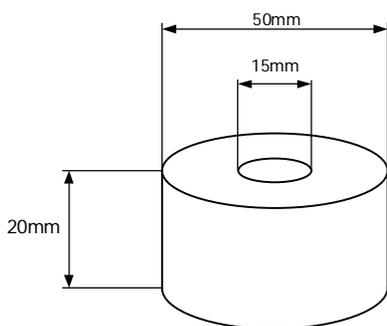


Рис. 2. Размеры тороидальных сердечников дросселей

Методика исследования

заключается в проведении численных экспериментов по расчету электромагнитного поля с последующим анализом полученных векторных функций напряженности магнитного поля H на поверхности платы. Расчетные выражения основаны на определении магнитной индукции (напряженности) в расчетной точке электромагнитного поля, расположенной на расстоянии R

от поверхности провода, питающего устройство током $I = 1$ А. Приращение вектора магнитной индукции определяется согласно [16] по формуле Био-Савара-Лапласа

$$dB = \frac{\mu_0 \times I}{4\pi} \times \frac{dl \times \vec{r}}{R^2} \quad (1)$$

Для автоматизации вычислительных исследований по определению расположения в плоскости x, y координат расчетной модели двух тороидальных дросселей с учетом требований электромагнитной совместимости авторами разработан программный алгоритм в среде программирования Delphi. Выбор наиболее благоприятного

варианта расположения дросселей определяется при решении экстремальной задачи для целевых функций W_1, W_2 :

$$W_1 = H_{\text{acc}} - \max \left\| \begin{matrix} H_1(x, y) \\ H_2(x, y) \\ H_3(x, y) \\ H_4(x, y) \\ H_5(x, y) \\ H_6(x, y) \end{matrix} \right\| \geq 0, \quad W_2 = H_{\text{acc}} - \min \left\| \begin{matrix} H_1(x, y) \\ H_2(x, y) \\ H_3(x, y) \\ H_4(x, y) \\ H_5(x, y) \\ H_6(x, y) \end{matrix} \right\| \geq 0. \quad (2)$$

При этом установим предельно допустимое значение напряженности магнитного поля ($H_{\text{acc}} = 0,25$ А/м) с учетом требований [17] к первому классу жесткости при сертификационных испытаниях на электромагнитную совместимость микропроцессорных устройств. Графическая интерпретация неравенств (2) в виде максимальной целевой функции W_1 , минимальной целевой функции W_2 , а также поверхности, соответствующей заданному допустимому значению $H_{\text{доп}} = 0,25$ А/м, представлена на рис. 3.

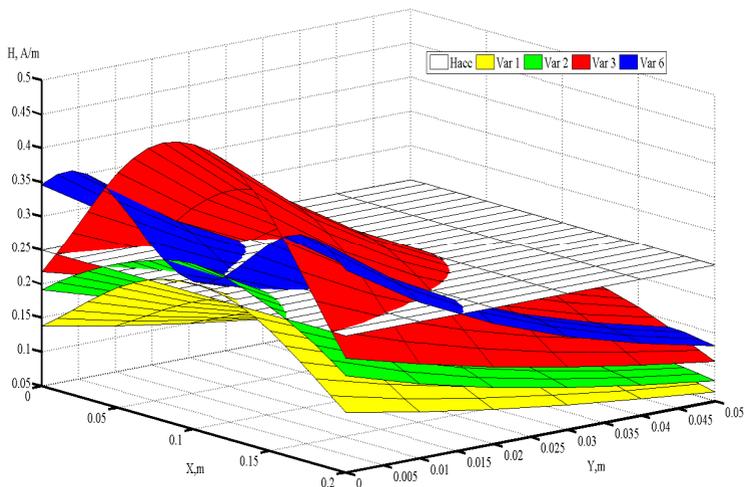


Рис. 3. Поверхности четырёх векторных функций, превышающих допустимое значение напряженности магнитного поля

Наибольшая векторная функция напряженности магнитного поля показана красным цветом, соответствующая третьему

варианту расположения дросселей. Желтым, зеленым и синим цветами изображены поверхности функций напряженности электромагнитного поля при размещении дросселей по вариантам 1, 3 и 6, соответственно. Значение этих четырех векторных функций превышает допустимое значение напряженности магнитного поля $H_{acc} = 0,25$ А/м (белая плоскость).

Остальные варианты (№ 4, 5), не показанные на рис. 3, размещения дросселей на печатной плате, удовлетворяют требованиям электромагнитной совместимости микроэлементов измерительной и функциональной частей устройства контроля сопротивления заземления опор воздушных ЛЭП.

Выводы

1. Для оценки электромагнитной совместимости разработана расчетная модель печатной платы микропроцессорного устройства с тороидальными дросселями. Предложен и апробирован метод автоматизированного определения местоположения тороидальных дросселей в пределах интегральной микросхемы прибора контроля сопротивления заземляющих электродов опор воздушных ЛЭП.

2. В результате исследований было установлено, что для обеспечения электромагнитной совместимости микроэлектронных компонентов устройства достаточно расположить тороидальные дроссели силовых цепей ближе к углам печатной платы. В других расчетных случаях не выполняется требование к классу 1 для обеспечения электромагнитной совместимости.

Литература

1. Попов М. Г. Автоматизированные системы контроля качества электроэнергии распределительных сетей // Энергетик. 2003. № 12. С. 34–35.

2. Бессолицын А. В., Новосёлова О. А., Попов М. Г. Разработка методики численного расчета продольных параметров воздушной линии на основе трехмерной краевой задачи // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2010. № 2. С. 50–55.

3. Бессолицын А. В., Попов М. Г., Хорошина Е. Н. Использование численного расчета трехмерного электростатического поля для определения собственных и взаимных емкостей проводов воздушной линии // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2010. № 2. С. 55–59.

4. *Бессолицын А. В., Попов М. Г.* Численный расчет начального напряжения общей короны на многопроволочных проводах // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2010. № 2 (спецвыпуск). С. 35–37.

5. *Попов М. Г.* Совершенствование методов численного расчета расстояния до места повреждения воздушных линий электропередачи // Научно технические ведомости СПбГПУ. 2011. № 3 (130). С. 54–61.

6. Повышение достоверности работы измерительных цепей релейной защиты / *В. К. Ванин* [и др.] // Электрические станции. 2015. № 11. С. 30–35.

7. *Ванин В. К., Попов М. Г.* Анализ процессов в силовых и измерительных трансформаторах и коррекция их описания для различных приложений // Релейная защита и автоматизация. 2018. № 01(30). С. 39–45.

8. Воспроизведение токов и напряжений измерительных трансформаторов тока / *В. К. Ванин* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2018. № 4 (33). С. 42–45.

9. Идентификация параметров силового оборудования в адаптивных средствах защиты и автоматики / *М. Г. Попов* [и др.] // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2018. Т. 61. № 6. С. 68–76.

10. *Ванин В. К., Ванин И. В., Попов М. Г.* Повышение точности измерения первичных напряжений в энергосистемах // Вестник Чувашского университета. 2019. № 3. С. 46–52.

11. *Ванин В. К., Попов М. Г.* Элементы систем автоматического управления в энергетике. Цифровая микроэлектроника систем релейной защиты и автоматики. СПб.: Изд-во Санкт-Петербург. гос. политехн. ун-та, 2008. 152 с.

12. *Ванин В. К., Попов М. Г.* Теоретические основы цифровых средств релейной защиты и автоматики: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений, обучающихся по направл. подготовки магистров «Системный анализ и управление». СПб.: Изд-во Санкт-Петербург. гос. политехн. ун-та, 2012. 170 с.

13. *Зеленин А. С., Кузнецов В. Л., Попов М. Г.* Разработка микропроцессорного испытательно-диагностического комплекса средств релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем // Научно-технические ведомости СПбГПУ, сер. Наука и образование. СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2012. № 2-2(147). С. 53–58.

14. Попов М. Г., Васильева О. А., Асаинов Д. Н. Опыт внедрения цифровых технологий на ТЭЦ на базе многофункциональных измерительных приборов // Научно-технические ведомости СПбПУ. Естественные и инженерные науки. 2019. Т. 25. № 3. С. 47–58.

15. Особенности динамических свойств автономной микросети с источниками распределенной генерации / М. Г. Попов [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2020. № 1 (38). С. 26–31.

16. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники: учебник для вузов, 8-е изд. М.: Высш. шк., 1986. 263 с.

17. Стандарт организации СО 34.35.311-2004. Рекомендации по определению электромагнитной среды и совместимости на электростанциях. М.: Изд-во МЭИ, 2004. 76 с.

Попов М.Г., Ванин В.К., Байназарова Л.А.
(Санкт-Петербург, СПбПУ)

СОЗДАНИЕ ЦИФРОВОЙ 3D-МОДЕЛИ УПРАВЛЯЕМОГО ШУНТИРУЮЩЕГО РЕАКТОРА В СРЕДЕ COMSOL

В современных протяженных электроэнергетических системах повышение качества выработки и транспортировки электроэнергии, а также обеспечение их устойчивой параллельной работы достигается внедрением управляемых линий электропередачи (FACTS – Flexible Alternative Current Transmission Systems). Для управления режимами по напряжению и реактивной мощности наряду с традиционным силовым оборудованием (генераторы, синхронные и статические компенсаторы и батареи, трансформаторы и неуправляемые шунтирующие реакторы и др.), наиболее часто, применяют управляемые шунтирующие реакторы (УШР) [1–3, 5–8].

Одной из острых проблем проектирования и внедрения УШР является необходимость тщательных численных и экспериментальных исследований в нестационарных режимах, обуславливающих значительные электродинамические и механические воздействия на его конструкционные элементы и обмотки [5, 6, 8–16]. Также отметим отсутствие научно-обоснованных математических моделей УШР, позволяющих достоверно оценить их эффективность в ста-

тических режимах объединенных энергосистем. В простейшем случае в расчетно-исследовательских программах используют линейные схемы замещения, неучитывающие широкий диапазон регулирования и изменения напряжения на его выводах и динамические, частотные свойства УШР. *Целью исследований* является синтез (методика синтеза) адекватной математической модели силового нелинейного электрооборудования (на примере УШР).

Объектом исследований является синтезируемая в среде COMSOL Multiphysics цифровая трехмерная (3D-) модель трехфазного УШР 110 кВ номинальной мощностью 35 Мвар. *Методология исследования* заключается в проведении численных экспериментов по исследованию электрофизических свойств цифровой 3D-модели УШР при статических изменениях его нагрузки и электродинамических внешних возмущениях.

Первоначально при синтезе пространственной модели электромагнитного поля определяют обобщенные конструктивные параметры магнитной системы УШР номинальным напряжением 110 кВ и мощностью 35 МВА, приняв при этом значение номинальной индукции равным $B_{nom} = 1,5, 1,6 \text{ Тл}$. Количество витков сетевой обмотки (СО) рассчитывают при вариации диаметра сечения стержней ($S_{core} = \rho d_{core}^2 / 4$), считая при этом процесс стационарным ($w_N \gg 826$ при $d_{core} = 600 \text{ мм}$, без учета насыщения, потерь и изменения частоты $w_{nom} = 100\text{р}$):

$$w_N = \frac{U_{nom} / w_{nom}}{B_{nom} S_{core}}. \quad (1)$$

Зная номинальное напряжение (10 кВ) обмотки управления (ОУ) можно также легко найти её количество витков ($w_c = 300$). Варьируя длину окна магнитопровода l_m , находят расчетные электромагнитные параметры обмоток УШР и соответствующую им расчетную мощность:

$$L_N = w_N^2 \times \frac{\mu_0 S_{core}}{l_m}; \quad L_C = w_C^2 \times \frac{\mu_0 S_{core}}{l_m}; \quad (2)$$

$$M = k \sqrt{L_N L_C}; \quad Q_{CR} = \frac{U_{nom}^2}{X_{Ns} + X_{Cs} \text{ P } X_m}, \quad (3)$$

где k – коэффициент связи обмоток, равный 0,6-0,8 о.е.; X_{N0} , X_{C0} , X_{μ} – индуктивные сопротивления рассеяния сетевой обмотки, обмотки управления и магнитопровода, Ом.

Конструкция УШР имеет две оси симметрии, поэтому с целью экономии вычислительных затрат при решении пространственной полевой задачи [4, 7, 8] допустимо выполнить в среде COMSOL Multiphysics 3.5 синтез лишь $\frac{1}{4}$ расчетной области цифровой 3D-модели УШР (рис. 1, при $l_m \approx 14$ м).

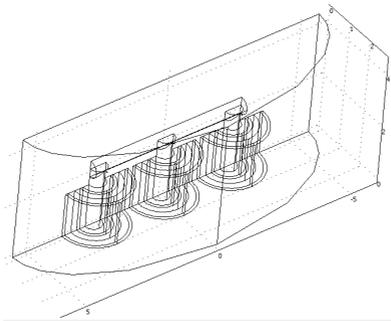


Рис. 1. Трехмерная расчетная модель УШР в среде COMSOL

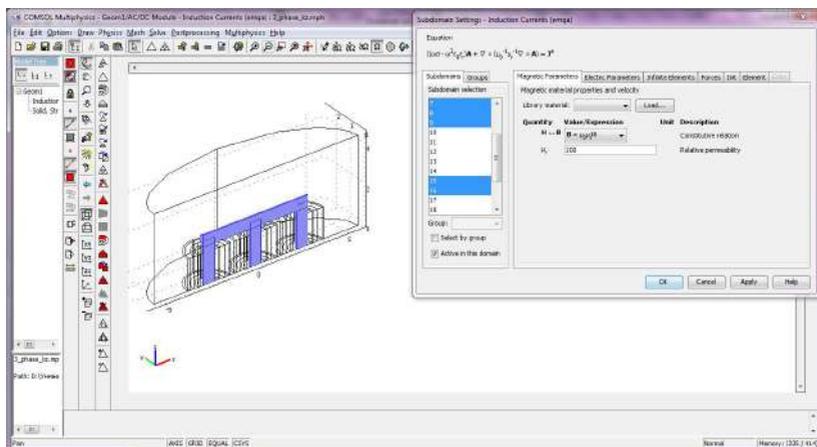


Рис. 2. Задание ферромагнитных свойств магнитопровода расчётной модели УШР

После задания конструктивных характеристик 3D-модели расчетной области электромагнитного поля УШР в разделе по-

добластей (subdomain settings) задаются электрофизические свойства материалов его сердечника (рис. 2). Вычисление токов в сетевой и управляющей обмотках УШР производится аналогично [2–5, 7–12] с учетом контурных уравнений:

$$w_N \times \frac{d\Phi_{Nx}}{dt} = u_{Nx} - i_{Nx} \times R_{Nx}; \quad w_C \times \frac{d\Phi_{Cx}}{dt} = u_{Cx} - i_{Cx} \times R_{Cx}; \quad (4)$$

$$[LM]^{-1} \cdot \begin{matrix} \dot{e}_{w_N} \Phi_{Nx} \dot{u} & \dot{e}_{i_{Nx}} \dot{u} \\ \dot{e}_{w_C} \Phi_{Cx} \dot{u} & \dot{e}_{i_{Cx}} \dot{u} \end{matrix} = \begin{matrix} \dot{e}_{u_{Nx}} \\ \dot{e}_{u_{Cx}} \end{matrix} \dot{u}, \quad (5)$$

где u_{Nx} , u_{Cx} , i_{Nx} , i_{Cx} – фазные напряжения и токи сетевой и управляющей обмоток фазы с индексом «х»; R_{Nx} , R_{Cx} – фазное активное сопротивление сетевой и управляющей обмоток фазы с индексом «х»; w_N , w_C – количество витков сетевой и управляющей обмоток; Φ_{Nx} , Φ_{Cx} – магнитные потоки сетевой и управляющей обмоток фазы с индексом «х»; LM – матрица собственных и взаимных индуктивностей фазных сетевых и управляющих обмоток.

Уравнения (4) и (5) задаются в виде символических выражений в разделе «Global Equations» среды COMSOL. Для вывода на печать (в оперативную память) мгновенных значений напряжений, токов, индукций, напряженностей и других расчетных электромагнитных параметров синтезированной трехфазной 3D-модели УШР 110 кВ используются программные модули среды Induction Currents.

Спектральный анализ полученных результатов расчетных исследований позволяет определить внешние электромагнитные характеристики и электрофизические свойства разработанной пространственной модели УШР.

Таким образом, в работе представлено обобщенное описание методики создания пространственных моделей электромагнитного поля управляемого шунтирующего реактора 110 кВ установленной мощностью 35 МВАР.

При синтезе 3D-модели, были определены обобщенные конструктивные параметры ферромагнитного сердечника и соответствующие им оптимальное количество витков сетевой и управляющей обмоток. С помощью разработанной 3D-модели были получены эквивалентные электромагнитные параметры обмоток УШР, которые в простейшем случае могут быть ис-

пользованы при расчетах установившихся режимов работы электроэнергетических систем.

Разработанная 3D-модель предназначена для исследования теплового состояния конструктивных элементов УШР, а также для уточненной оценки электродинамического воздействия на обмотки и узлы УШР токов нестационарных режимов энергосистем. Результаты этих исследований еще предстоит получить авторам.

Литература

1. *Рагозин А. А., Попов М. Г.* Эффективность применения управляемых шунтирующих реакторов в системообразующих сетях энергообъединений // *Электричество*. 2002. № 2. С. 34–39.

2. *Александров Г. Н.* Режимы работы трансформаторов: учебн. пособие // Издание центра подготовки кадров энергетики, 2006.

3. *Попов М. Г.* Исследование и выбор методов численного интегрирования жестких уравнений электромеханических переходных процессов электроэнергетических систем // *Научно технические ведомости СПбГПУ*. 2006. Т. 1. № 5. С. 89–93.

4. Разработка методики численного расчета продольных параметров воздушной линии на основе трехмерной краевой задачи / *А. В. Бессолицын* [и др.] // *Научно-технические ведомости СПбГПУ*. 2010. № 2. С. 50–55.

5. *Попов М. Г., Гараева Н. Р., Медина Гарай К. Э.* Разработка методики синтеза усовершенствованных математических моделей автотрансформатора // *Известия высших учебных заведений. Электромеханика*. 2010. № 2 (спецвыпуск). С. 28–30.

6. *Попов М. Г.* Система релейной защиты управляемой межсистемной электропередачи // *Научно технические ведомости СПбГПУ*. 2010. № 22 (100). С. 11–19.

7. Использование численного расчета трехмерного электростатического поля для определения собственных и взаимных емкостей проводов воздушной линии / *А. В. Бессолицын* [и др.] // *Научно технические ведомости СПбГПУ*. 2010. № 2. С. 55–59.

8. *Попов М. Г.* Совершенствование методов численного расчета расстояния до места повреждения воздушных линий электропередачи // *Научно технические ведомости СПбГПУ*. 2011. № 3 (130). С. 54–61.

9. *Ванин В. К., Попов М. Г.* Анализ процессов в силовых и измерительных трансформаторах и коррекция их описания для

различных приложений // Релейная защита и автоматизация. 2018. № 01(30). С. 39–45.

10. Воспроизведение токов и напряжений измерительных трансформаторов тока / *В. К. Ванин* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2018. №4 (33). С. 42–45.

11. Идентификация параметров силового оборудования в адаптивных средствах защиты и автоматики / *М. Г. Попов* [и др.] // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2018. Т. 61. № 6. С. 68–76.

12. Идентификация параметров силовых трансформаторов в адаптивных средствах их защиты и автоматики / *М. Г. Попов* [и др.] // Известия НТЦ Единой энергетической системы. 2018. № 2 (79). С. 118–130.

13. *Ванин В. К., Ванин И. В., Попов М. Г.* Повышение точности измерения первичных напряжений в энергосистемах // Вестник Чувашского университета. 2019. № 3. С. 46–52.

14. *Зеленин А. С., Кузнецов В. Л., Попов М. Г.* Разработка микропроцессорного испытательно-диагностического комплекса средств релейной защиты и автоматики электроэнергетических систем // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Сер. Наука и образование. СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2012. № 2-2(147). С. 53–58.

15. *Попов М. Г., Васильева О. А., Асаинов Д. Н.* Опыт внедрения цифровых технологий на ТЭЦ на базе многофункциональных измерительных приборов // Научно-технические ведомости СПбПУ. Естественные и инженерные науки. 2019. Т. 25. № 3. С. 47–58.

16. Особенности динамических свойств автономной микросети с источниками распределенной генерации / *М. Г. Попов* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2020. № 1 (38). С. 26–31.

Маслов И.Н., Маслова Г.Д., Новоселова М.С.
(Казань, КГЭУ)

АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Обеспечение потребителей качественной электроэнергией (КЭЭ) – одна из основных задач электросетевых компаний. Казалось бы снижение фактической нагрузки [1–3] относительно

расчетной приводит к улучшению КЭЭ, однако в ряде случаев напряжение на высокой стороне трансформаторной подстанции (ТП) 0,4/10кВ снижается (рис. 1), приводя к значительному снижению напряжения у потребителей. На КЭЭ влияют также режимы работы электрических станций [4].

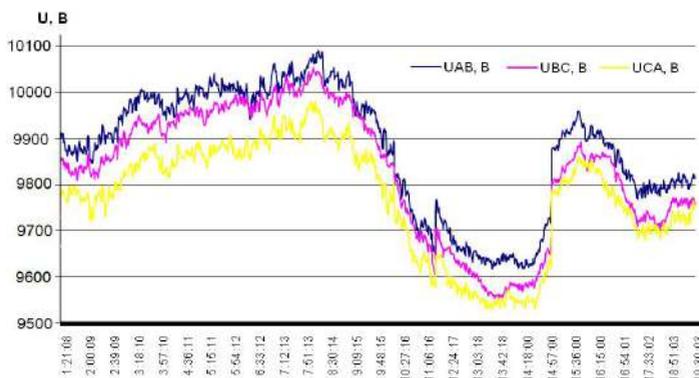


Рис. 1. Профиль напряжения на ТП 0,4/10кВ.

На сегодняшний день широкое применение для обеспечения КЭЭ получили устройства автоматического регулирования напряжения 0,4–10 кВ. В докладе рассмотрены пункты автоматического регулирования напряжения (ПАРН) в сравнении с реконструкцией линий электропередач (ЛЭП). ПАРН выполняют функции автоматического повышения или понижения уровня напряжения на линии электропередачи в критических точках падения или подъема напряжения и состоят из вольтдобавочных трансформаторов (ВДТ). Денежные затраты, необходимые для выполнения нормативных требований по качеству электроэнергии, представлены на рис. 2 (стоимость реконструкции ЛЭП и установки ПАРН).

Обеспечение должного уровня напряжения у потребителей заключается в применении современных ВДТ, устанавливаемых на питающих линиях 6–10 кВ или же в распределительных сетях 0,4 кВ, что также является экономически оправданным мероприятием.

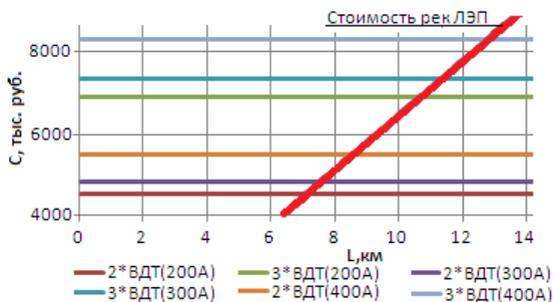


Рис. 2. Стоимость мероприятий по улучшению КЭЭ

Литература

1. Актуализация электрических нагрузок многоквартирных жилых домов / Ю. И. Солюянов [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2020. № 1. С. 180–189.

2. Актуализация расчетных электрических нагрузок с последующим практическим применением на примере Республики Татарстан / Ю. И. Солюянов [и др.] // Промышленная энергетика. 2021. № 2. С. 32–40.

3. Актуализация удельных электрических нагрузок дошкольных образовательных и общеобразовательных учреждений / Ю. И. Солюянов [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2021. № 1. С. 134–145.

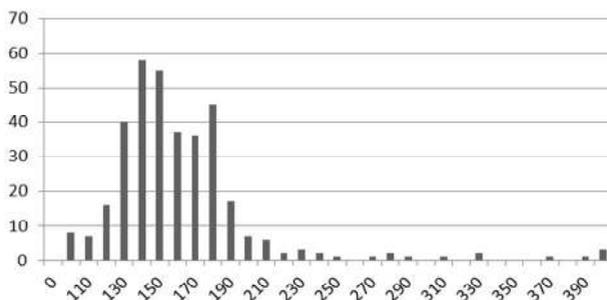
4. Особенности работы блока ПГУ-220 Казанской ТЭЦ-2 по заданному графику / Д. И. Менделеев [и др.] // Электроэнергетика глазами молодежи 2018: Материалы IX Международной молодежной научно-технической конференции. 2018. С. 307–310.

Маслов И.Н., Маслова Г.Д., Акчулпанов Р.И.
(Казань, КГЭУ)

АНАЛИЗ ФАКТИЧЕСКОЙ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ В БЫТОВОМ СЕКТОРЕ

За прошедшее время произошли значительные изменения как в насыщении зданий различными электроприемниками и режимами их работы, так и в повышении энергоэффективности зданий в части выполнения федеральных целевых программ.

Во многих случаях наблюдается снижение электрических нагрузок в бытовом секторе [1]. Доля электропотребления домашними хозяйствами в разных городах РТ значительно различается [2]. Например, в г. Казани на их долю приходится порядка 24 % от всего электропотребления города, а в г. Бугульме – порядка 80 %. По отзывам специалистов служб эксплуатации городских электросетей, большинство силовых трансформаторов городских ТП работают в ненагруженном режиме (ниже 50 %) [3]. Существует предположение, что одна из основных причин – это завышенные нормативы электропотребления, заложенные при проектировании, разница в электрической нагрузке между фактической и расчетной также оказывает влияние на график работы и выбор оборудования на электрических станциях [4, 5]. Проанализировав различные подходы и методы математической статистики применительно к стоящей задаче, был выбран метод частотного исследования (рисунок).



Гистограмма частот исследуемой выборки из 1500 МКД (по оси X – интервалы среднемесячного потребления электроэнергии в расчете на квартиру кВт·ч/кв, по оси Y – количество попаданий значений исследуемой выборки в соответствующий интервал – частота)

Как видно на гистограмме, существует ряд «пиков» распределения частот на интервалах 130–150 кВт·ч, 170–190 кВт·ч, 220–240 кВт·ч и 270–290 кВт·ч. Представляет интерес провести статистическое исследование сгруппированных выборок. В результате исследования были выявлены пять качественных групп многоквартирных домов (МКД): МКД 2-этажные с газовыми плитами; МКД 3–5-этажные с газовыми плитами; МКД 7–10-этажные панельные с плитами, не использующие для работы электричество и лифты;

МКД 7–10 этажные кирпичные с плитами, не использующие для работы электричество и лифты; МКД с двенадцатью этажами и более – с электроплитами и лифтами.

Литература

1. Актуализация электрических нагрузок многоквартирных жилых домов / Ю. И. Солуянов [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2020. № 1. С. 180–189.

2. Актуализация расчетных электрических нагрузок с последующим практическим применением на примере Республики Татарстан / Ю. И. Солуянов [и др.] // Промышленная энергетика. 2021. № 2. С. 32–40.

3. Актуализация удельных электрических нагрузок дошкольных образовательных и общеобразовательных учреждений / Ю. И. Солуянов [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2021. № 1. С.134–145.

4. Особенности работы блока ПГУ-220 Казанской ТЭЦ-2 по заданному графику / Д. И. Менделеев [и др.] // Электроэнергетика глазами молодежи – 2018. Матер. IX Междунар. молод. науч.-техн. конф. 2018. С. 307–310.

5. Марьин Г. Е., Менделеев Д. И. Определение минимальных нагрузок парогазового энергоблока 110 МВт при работе на оптовом рынке электроэнергии // Электроэнергетика глазами молодежи – 2020. Матер. XI Междунар. науч.-техн. конференции. В 2-т. 2020. С. 192–195.

Бисеров Д.М., Пашковская Е.Е., Климова Т.Г.
(Москва, НИУ «МЭИ»)

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МНОГОЧАСТОТНЫХ НИЗКОЧАСТОТНЫХ КОЛЕБАНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Постоянство электрических параметров в электроэнергетической системе обеспечивается параллельной работой генераторов. Параллельная работа достигается планированием опти-

мальных перетоков мощности, резервированием и настройкой регулирующих устройств.

В случае некачественной настройки регулятора в энергетической системе могут возникать переходные процессы с низкочастотными колебаниями (НЧК) электрических величин. Для правильной настройки регуляторов важно отслеживать НЧК и определять их параметры.

В предельных случаях НЧК могут быть расходящимися. Тогда необходимо перераспределять перетоки для демпфирования НЧК как можно быстрее. По этой причине основной способ определения спектра НЧК – преобразование Фурье – не может быть использован, т.к. требует окончания переходного процесса.

Для решения задач в реальном времени предлагается применение метода аппроксимации. В качестве целевой функции предлагается функция ряда затухающих гармоник

$$f(t) = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i e^{j b_i t} \sin(2\pi c_i t + d_i).$$

По мере получения новых измерений электрической величины методом аппроксимации определяются параметры целевой функции так, чтобы целевая функция наиболее полно описывала переходной процесс по измеряемой электрической величине. Спектр в этом случае может быть получен путем преобразования Лоренса целевой функции с определенными параметрами.

В зависимости от сложности переходного процесса может потребоваться разное число колебательных слагаемых целевой функции. Поэтому данный метод был испытан на одночастотных и трехчастотных переходных процессах.

Литература

1. *Веников В. А.* Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М., Л.: Издательство «Энергия», 1964. 380 с.
2. *Литкенс И. В., Пуго В. И.* Колебательные свойства электрических систем. М.: Энергоатомиздат, 1988. 216 с.
3. *Kundur Prabha.* Power system stability and control. 1993. 1200 p.

Голенищев-Кутузов А.В., Семенников А.В.,
Иванов Д.А., Калимуллин Р.И.
(Казань, КГЭУ)

СИСТЕМА ДИАГНОСТИКИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ*

К надёжности высоковольтного электротехнического оборудования обоснованно предъявляются повышенные требования. Сильные электрические, электромагнитные поля, электродинамические, тепловые и иные физические воздействия повышают риск образования дефектов, приводящих к неисправностям и отказам. Поэтому целью технического диагностирования является однозначное определение дефектов на самых ранних стадиях, а также прогнозирование их дальнейшего развития и остаточного ресурса высоковольтного оборудования.

Предлагаемый метод комплексной диагностики высоковольтных элементов позволяет эффективно определять комплекс параметров дефектов: вид, место расположения, размер, скорость развития и степень влияния на дальнейшую работоспособность оборудования. Это достигается систематизированным измерением оригинального набора характеристик частичных разрядов (ЧР), обеспечивающего получение значений диагностических параметров дефекта.

Для более полного обоснования предлагаемого метода были выполнены измерения набора соответствующих характеристик ЧР на сериях полимерных и фарфоровых высоковольтных изоляторов, содержащих различные виды наиболее опасных дефек-

* Исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках госзадания на выполнение НИР по теме «Распределенные автоматизированные системы мониторинга и диагностики технического состояния воздушных линий электропередачи и подстанций на основе технологии широкополосной передачи данных через линии электропередач и промышленного интернета вещей» (номер темы 075-00063-20-02).

тов, отличающихся расположением и размерами. Измерения характеристик выполнялись на специально подготовленном стенде и на подстанциях с помощью электромагнитного и акустического приемников; в ряде случаев – тепловизором.

По результатам обследования контактным и дистанционным методами [1–3] серии полимерных (ЛК 35/70) и фарфоровых (ИОС 110/400) изоляторов были установлены наиболее важные диагностические параметры, в значительной степени дополняющие им подобные, рекомендованные ГОСТ Р55191-2012.

К таким параметрам относятся: наличие сверхбольших ЧР, их фазовое распределение, смещение по фазе и увеличение заряда с течением времени.

Возникновение сверхбольших ЧР указывает на существование наиболее опасных дефектов, а предельные значения параметров зависят от материала и типа высоковольтных изоляторов.

Вид и место расположения наиболее опасных дефектов определяются по фазовому распределению сверхбольших ЧР. Симметричное их расположение в положительных и отрицательных полупериодах приложенного напряжения характеризует дефекты на оболочке стержня изолятора, а наличие сверхбольших ЧР только при отрицательном полупериоде соответствует дефекту на контакте «стержень-оконцеватель».

Литература

1. Дистанционная диагностика дефектов в высоковольтных изоляторах / *А. В. Голенищев-Кутузов* [и др.] // Известия ВУЗов. Проблемы энергетики. 2020. № 2. С. 117–127.

2. Дистанционно измеряемые диагностические параметры, позволяющие оценивать остаточный ресурс высоковольтных изоляторов / *А. В. Голенищев-Кутузов* [и др.] // Известия РАН. Серия физическая. 2020. № 12. С. 1763–1766.

3. Method for the diagnosis of high-voltage dielectric elements during operation based on dynamic registration of electromagnetic radiation / *D. A. Ivanov* [et al.] // E3S Web of Conferences. 2020. Vol. 216. Art. Num. 01061. PP. 1–3.

Иванов Д.А., Голенищев-Кутузов А.В.,
Садыков М.Ф., Галиева Т.Г., Семенников А.В.
(Казань, КГЭУ)

УСТРОЙСТВО И СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ ПОДСТАНЦИЙ*

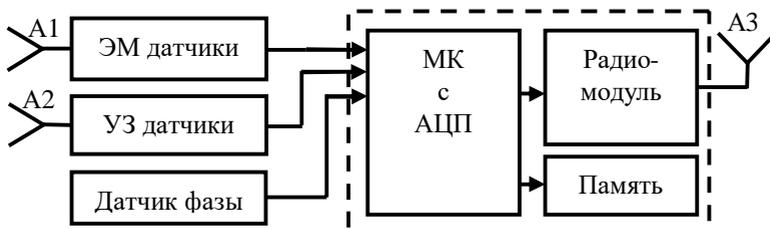
На основе изучения основных причин преждевременного старения и электрического разрушения основных диэлектрических элементов электрооборудования высокого напряжения разработано мобильное устройство для обнаружения и периодического контроля наиболее опасных дефектов. Полученный экспериментально набор диагностических параметров дефектов позволяет регистрировать их зарождение, развитие, а также определять с достаточной степенью достоверности остаточный ресурс диэлектрических элементов [1–3].

Для обнаружения ЧР в высоковольтных изоляторах (ВИ) предлагается использование бесконтактных мобильных диагностических устройств [1], блок-схема которых представлена на рисунке. Основные измерения диагностическое устройство проводит с помощью электромагнитных (ЭМ) и ультразвуковых (УЗ) датчиков и датчика фазы. Диагностические устройства устанавливаются на подстанции на заранее определенном расстоянии от контролируемой группы ВИ. УЗ датчик позволяет локализовать группу неисправных ВИ, ЭМ датчик с помощью антенны измеряет электромагнитное поле, излучаемое ЧР.

Система мониторинга представляет собой смонтированные по периметру подстанции пары приёмников излучения частичных разрядов в изоляционном оборудовании ПС. В произвольном месте монтируется метеостанция для определения температуры и влажности воздуха, направления ветра. Используются

* Научные исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования РФ в рамках соглашения 075-15-2020-172

электромагнитные и ультразвуковые каналы для регистрации и дистанционного мониторинга состояния изоляции на ПС. Датчики, размещенные по периметру ПС, позволяют триангулировать разряды неисправных изоляторов, одновременно отслеживаются параметры окружающей среды.



Блок-схема бесконтактного диагностического устройства:

A1 – антенна ЭМ датчика, A2 – приемники УЗ датчика,
 A3 – антенна для передачи данных, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, МК – микроконтроллер

После определения количества ЧР, их интенсивности и местоположения, полученное распределение сравнивается с аналогичным для исправных, преддефектных и дефектных изоляторов. С помощью разработанной методики [2, 3] определяется скорость процесса старения и развития различных дефектов, что позволяет прогнозировать остаточный ресурс высоковольтного изолятора.

Литература

1. Method for the diagnosis of high-voltage dielectric elements during operation based on dynamic registration of electromagnetic radiation / *D. A. Ivanov [et al.]* // *E3S Web of Conferences*, 216, 01061 (2020).
2. Комплексная диагностика дефектов в высоковольтных изоляторах / *А. В. Голенищев-Кутузов [и др.]* // *Известия Российской академии наук. Серия физическая*. 2019. Т. 83. № 12. С. 1651–1654.
3. Дистанционная диагностика дефектов в высоковольтных изоляторах / *А. В. Голенищев-Кутузов [и др.]* // *Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики*. 2020. Т. 22. № 2. С. 117–127.

Садыков М.Ф., Ярославский Д.А., Иванов Д.А.,
Горячев М.П., Галиева Т.Г., Арсланов А.Д.
(Казань, КГЭУ)

СИСТЕМА МОНИТОРИНГА ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ, УЧИТЫВАЮЩАЯ ПЕРИОД КОЛЕБАНИЙ ПРОВОДА*

Элементы конструкций ВЛЭП постоянно испытывают механические нагрузки. Изменение температуры провода, его колебания под воздействием ветра, образование на нём гололёдно-изморозевых отложений приводит к изменению механических нагрузок ввиду изменения силы натяжения провода. Провод может быть поврежден либо обрван, если механические нагрузки в нём превысят допустимое значение.

Механические нагрузки в проводе ВЛЭП можно определить, если известны его температура и геометрия. С этой целью и была разработана методика определения стрелы провеса провода на основе модели физического маятника [1]. Стрелу провеса подвешенного в двух точках провода ВЛЭП можно определить, если известен период его колебаний:

$$f = \frac{5gT^2}{16\rho^2},$$

где T – период колебаний в секундах; g – ускорение свободного падения, м/с²; f – стрела провеса провода, м.

В дальнейшем было учтено влияние разницы высот точек подвеса провода [2].

Для определения периода колебаний провода нами был использован акселерометр и специализированное программное обеспечение для анализа получаемых с акселерометра данных. Резуль-

* Исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках госзадания на выполнение НИР по теме "Распределенные автоматизированные системы мониторинга и диагностики технического состояния воздушных линий электропередачи и подстанций на основе технологии широкополосной передачи данных через линии электропередач и промышленного интернета вещей" (номер темы 075-00063-20-02).

таты лабораторного эксперимента показали сходимость измеренной стрелы провеса провода с рассчитанной по новой методике [3].

Данная методика определения стрелы провеса провода по периоду его колебаний была реализована в разработанной ранее системе мониторинга состояния ВЛЭП. Устройства контроля (см. рисунок) устанавливаются на проводе ВЛЭП и передают данные по радиоканалу в пункт сбора и обработки данных. Далее обработанные данные поступают на персональный компьютер, где могут быть представлены в доступном виде.



Устройство контроля системы мониторинга ВЛЭП

Литература

1. Модель собственных гармонических колебаний провода для задач мониторинга состояния воздушных линий электропередачи / *Д. А. Ярославский* [и др.] // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. 2020. Т. 22. № 3. С. 97–106.

2. Studying the Model of Free Harmonic Oscillations of Overhead Power Lines / *D. A. Yaroslavsky* [et al.] // International Journal of Emerging Trends in Engineering Research. 2020. Vol. 8. No. 6. PP. 2663–2667.

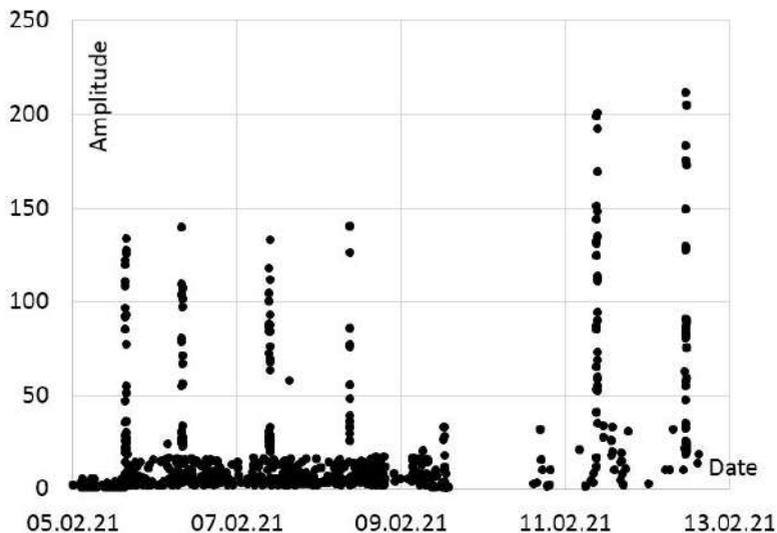
3. Determination the conductor sag according to the period of own harmonic oscillations / *D. A. Yaroslavsky* [et al.] // E3S Web of Conferences. Dec. 2020. Vol. 220. P. 01036.

4. Внедрение системы автоматизированного мониторинга гололедообразования в распределительных сетях ПАО «Гатнефть» / *М. Ф. Садыков* [и др.] // Нефтяное хозяйство. 2020. № 7. С. 53–55.

Хузяшев Р.Г., Кузьмин И. Л., Яхин Ш.Р.
(Казань, КГЭУ)

РЕГИСТРАЦИЯ И АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В БЫТОВОЙ СЕТИ

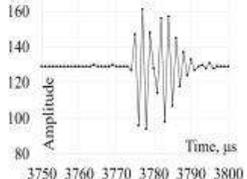
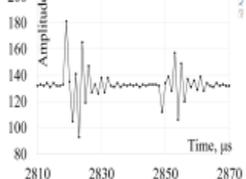
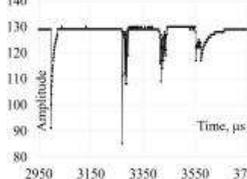
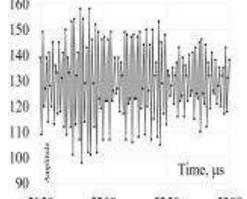
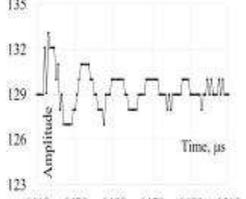
В бытовой сети 220 В был установлен датчик комплекса волнового определения места повреждения (ВОМП) [Лит.], регистрирующий сигналы переходных процессов (СПП), вызванных работой бытовых приборов. Данные события регистрируются вместе с показателем шума в сети, его значения равны максимальному отклонению мгновенной амплитуды в течении первых 1000 отсчетов или 0,5 мс фиксируемой осциллограммы. Диагностические признаки СПП, входят в состав автоматически генерируемой базы данных. Значения шума в сети отображены на рисунке. Ежедневно на непродолжительное время возникают сигналы, генерируемые непрерывно, что приводит к существенному увеличению отклонений мгновенных амплитуд в начале регистрируемых осциллограмм.



Значения шума в сети

СПП, регистрируемые в сети, визуальнo классифицируются на пять основных типов (таблица).

Примеры визуальных отображений классифицированных сигналов

Одиночная синусоида, с периодом колебаний менее 2 мкс	Множество парных синусоид	Беспорядочный СПП с множественным присутствием на осциллограмме
		
Длинная синусоида	Синусоида с периодами более 7 мкс	
		

Регистрация сигналов с высокой частотой дискретизации показывает конечное разнообразие их форм, что позволяет ставить задачу идентификации источников их возникновения на основе программной классификации СПП. Разработка алгоритма повысит функциональность комплекса ВОМП. Планируется решить задачу мониторинга состояния того или иного объекта электроэнергетики по динамике изменения диагностических признаков СПП.

Литература

Практическая реализация волнового метода определения места повреждения в разветвленных распределительных электрических сетях 6(10) кВ / *Р. Г. Хузяшев [и др.]* // Электроэнергия. Передача и распределение. 2019. № 2. С. 98–107.

ВЫЯВЛЕНИЕ ПОТЕРЬ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ С ПОМОЩЬЮ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ПРИБОРОВ УЧЕТА

Интеллектуальные приборы учета электроэнергии (ИПУЭ) позволяют контролировать качество электроэнергии [1], выявлять очаги повышенных технологических потерь [2], а также находить коммерческие потери. На коммерческие потери оказывает влияние социально-экономическое положение. Коммерческие потери – это хищение различными способами электроэнергии потребителями, за это предусмотрено не только административное, но и уголовное наказание.

Для примера приведены несколько ситуаций хищения (недоработки электроэнергии): неисправность ИПУЭ – выявляется проверкой (техаудитом); ошибки при снятии показаний с ИПУЭ; злонамеренное вмешательство в работу ИПУЭ непосредственно потребителями (рис. 1).

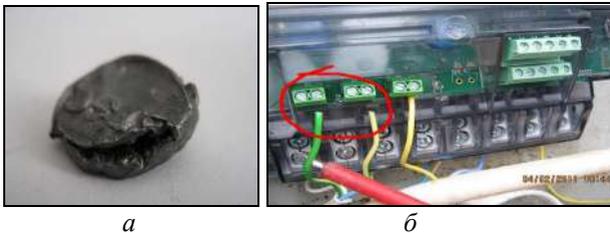


Рис. 1. Целенаправленное вмешательство в работу узлов учета потребителем: пломба с признаками самовольного вскрытия (*а*); обрыв цепей напряжения электросчетчика (*б*)

Целенаправленное вмешательство может быть выражено в следующем: неправильная последовательность подключения вторичных цепей к ИПУЭ, ТН, ТТ; перепрограммирование ИПУЭ; подключение несанкционированных потребителей [3] до ИПУЭ и т.д.

Коммерческие потери – самая сложная и труднопрогнозируемая часть отчетных потерь. Рассмотрен пример выявления небаланса в сети 6кВ фидера 5-21. При осмотре присоединений на данном фидере выявлено включение амперметров параллельно

ТТ на потребительском КТП. При такой схеме недоучет составил около 50 %, рис.2. Фактически здесь выполнена схема шунтирования ТТ.

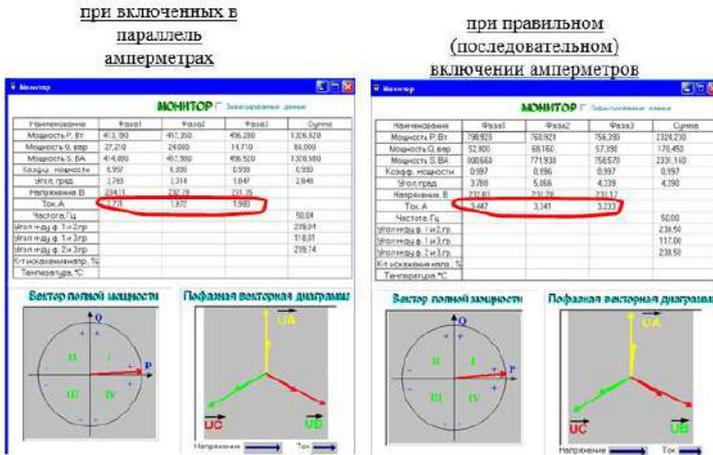


Рис. 2. Векторная диаграмма

В настоящее время автоматизация учета электроэнергии у потребителей – экономически оправданная необходимость. Важность её широкого распространения прописана в Федеральном законе «О внесении изменений в отдельные законодательные акты РФ в связи с развитием систем учета электрической энергии (мощности) в РФ» от 27.12.2018 № 522-ФЗ.

Литература

1. *Абдуллизанов Э. Ю., Ахметшин А. Р.* Выбор оптимального технического решения для обеспечения нормативного уровня напряжения в распределительных сетях 0,4-10 кВ // Вестник ИргТУ. 2011. № 6. С. 113–118.
2. *Федотов А. И., Ахметшин. А. Р.* Мероприятия по увеличению пропускной способности линий электропередачи в распределительных сетях 10 кВ // Известия ВУЗов. Проблемы энергетики. 2011. № 5–6. С. 79–85.
3. Улучшение показателей качества электроэнергии в распределительных сетях напряжением 0,4-10 кВ / Э. Ю. Абдуллизанов [и др.] // Энергетика Татарстана. 2012. № 1. С. 3–7.

Курир В.И.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

МИНИ-ГЭС НА ОСНОВЕ ГИДРОТУРБИННЫХ БЛОКОВ HYDROMATRIX И STRAFLOMATRIX

С середины 70-х годов малая гидроэнергетика начинает привлекать к себе внимание. Кроме резкого повышения стоимости нефти этому способствует: освоение труднодоступных районов и необходимость их эксплуатации; отработанная с годами технология проектирования, строительства и эксплуатации МГЭС (малых ГЭС), мини-ГЭС и микро-ГЭС.

К малой энергетике относят бесплотинные электростанции МГЭС, мощность которых не превышает 30 МВт, а мощность единичного агрегата составляет менее 10 мВт, мини-ГЭС, мощность которых не превышает 1000 кВт, и микро-ГЭС, мощность которых не превышает 100 кВт.

Ниже приведён пример наиболее оптимального варианта мини-ГЭС, которая может располагаться в черте города, и не требует сооружения большой плотины.

HYDROMATRIX (Andritz VA Tech Hydro GmbH, Австрия) – это мини-ГЭС, содержит турбину и генератор, расположенные на одном валу (рис. 1–3) [1]. Турбина пропеллерная, осевая. Вода поступает в сужающийся канал, проходит через неподвижные лопатки, попадает на турбину, вращает её и выходит через горизонтальную отсасывающую трубу. В конструкции HYDROMATRIX направляющий аппарат с лопатками не предусмотрен. Генератор переменного тока синхронный с возбуждением от постоянных магнитов, либо асинхронный. Мощность HYDROMATRIX, задана производителями в диапазоне от 200 кВт до 700 кВт. Приведём технические данные одной используемой установки. Напор воды перед плотиной – 5,86 м. Диаметр рабочего колеса турбины – 1,32 м. Скорость вращения турбины – 336,7 об/мин. Напряжение на выходе генератора – 690 В. Мощность на выходе – 545 кВт.

В состав гидроэлектростанции входят системы микропроцессорной защиты и автоматического контроля работы мини-ГЭС, позволяющие синхронизировать работу всех секций

мини-ГЭС. В качестве среды визуализации, архивации и контроля используется SCADA-система 250 SCADA SYSTEM.



Рис. 1. Генератор с турбиной HYDROMATRIX

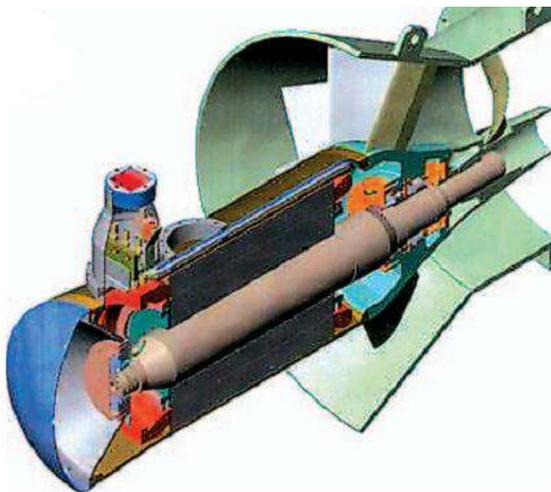


Рис. 2. Генератор HYDROMATRIX (в разрезе)

Мини-ГЭС HYDROMATRIX сооружены в городах Jebel Au-
lia (Судан), Ashta (Албания), Wien (Австрия), на водопаде Lower
St. Antony Falls (США) и в многих других местах.

В отличие от HYDROMATRIX мини-ГЭС StrafloMatrix (рис. 4) [2] имеет вынесенный наружу генератор и вода проходит внутри установки по спрямленному водному тракту (straight flow). Длина установки вдвое меньше, чем у HYDROMATRIX. Обычно используется турбина Каплана. Приведем данные одной эксплуатируемой установки. Напор воды перед плотиной – 8,5 м. Диаметр рабочего колеса турбины – 1,12 м. Скорость вращения турбины на выходе – 428,6 об/мин. Мощность на выходе – 700 кВт.



Рис. 3. Матрица мини-ГЭС HYDROMATRIX

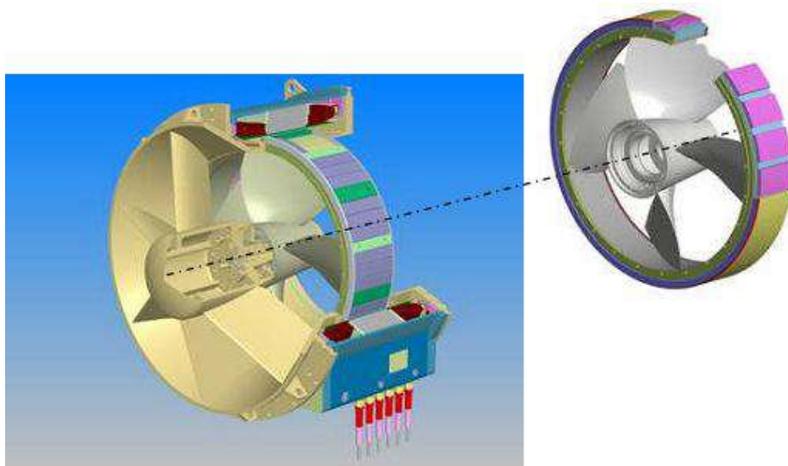


Рис. 4. Генератор с турбиной StrafloMatrix

Примером применения мини-ГЭС на основе гидротурбинных блоков Straflo-Matrix укажем мини-ГЭС в местечке Chievo Dam, Италия (рис. 5). Одним из достоинств проекта является использование существующего перепускного шлюза без серьезных изменений конструкции.

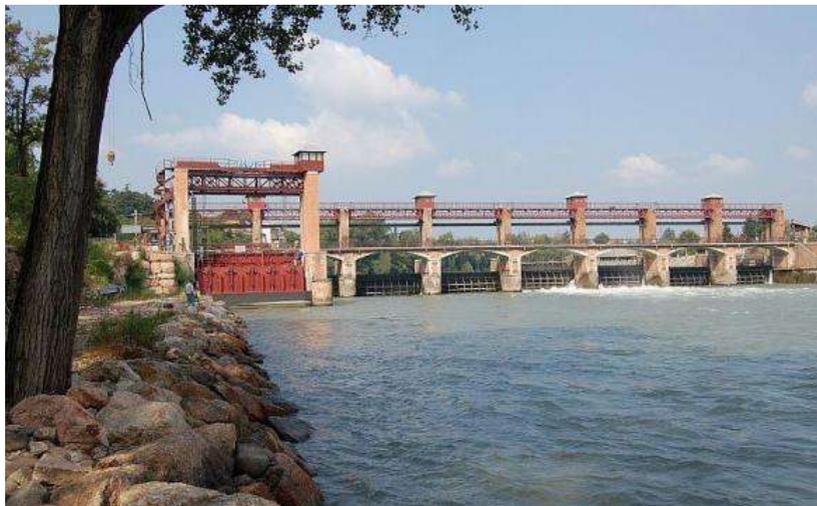


Рис. 5. Мини-ГЭС (Chievo Dam, Италия)

Мини-ГЭС рассматриваются как источник местной электроэнергии, питающей закреплённые за мини-ГЭС объекты даже в период возможной аварии/технических работ на крупной ГЭС.

Литература

1. HYDROMATRIX® Innovative hydropower solutions [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.andritz.com/resource/blob/31692/f484084e0869b431e2362b1e82bef5b2/hy-hydropower-matrix-en-data.pdf> (дата обращения: 02.05.2021).

2. StrafloMatrix™ Chievo Dam – Italy [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.andritz.com/resource/blob/31688/caf209c36a7679d46f8f2e0e3e131a32/hy-hydropower-matrix-chievo-en-data.pdf> (дата обращения: 02.05.2021).

Макаров А.В., Макарова Т.В., Шакиров Ш.Т., Гайфугдинов С.А.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАТИЧЕСКОГО СИНХРОННОГО КОМПЕНСАТОРА ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ

Статический синхронный компенсатор (СТАТКОМ) используется для регулировки выходной реактивной мощности. При подключении рядом с искажающей нагрузкой (например, дуговые электропечи) может улучшить качество электроэнергии, так как СТАТКОМ компенсирует реактивный ток при помощи регулирования фазы и амплитуды выходного напряжения [1–2].

В дуговой сталеплавильной печи возникают сильные колебания напряжения, потребляется несинусоидальный по форме ток и реактивная мощность. На рис. 1 представлены графики изменения активной и реактивной мощностей дуговой сталеплавильной печи (ДСП) во время плавки.

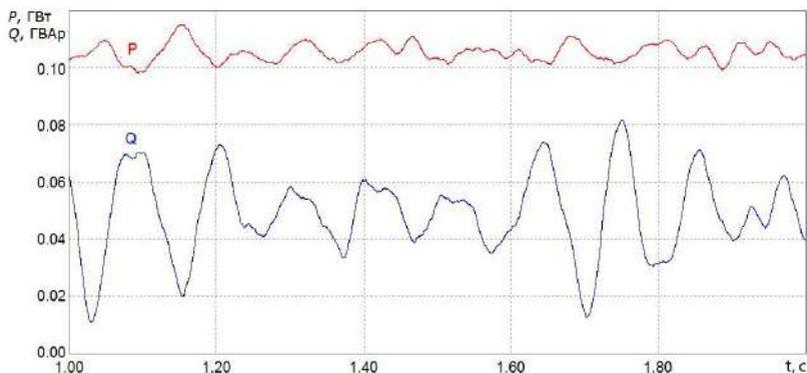


Рис. 1. Активная и реактивная мощности ДСП

СТАТКОМ представляет из себя многоуровневый инвертор напряжения, который формирует емкостную или индуктивную составляющую полного тока, компенсируя реактивную мощность нагрузки, тем самым снижая искажения тока, который потребляет ДСП. Это помогает регулировать реактивную мощность сети.

При использовании СТАТКОМа повышается коэффициент мощности, так как уменьшаем значение реактивной мощности, тем самым уменьшая значение полной мощности.

Компенсация реактивной мощности позволяет повысить подводимую активную мощность за счёт компенсации реактивной мощности (рис. 2).

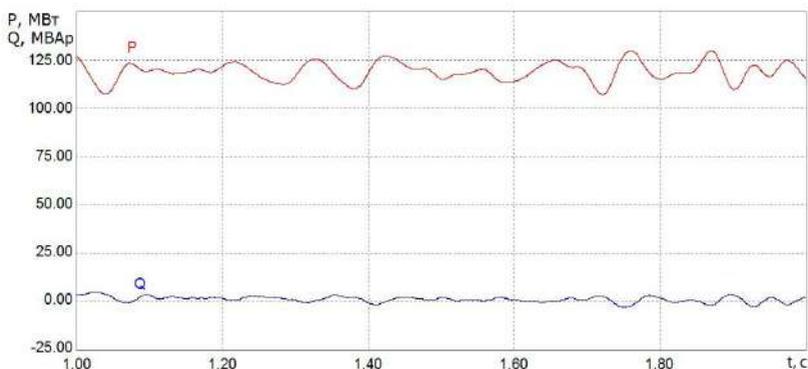


Рис. 2. Активная и реактивная мощности ДСП, после компенсации реактивной мощности

Важно использовать СТАТКОМ, чтобы избавиться от лишних потерь и расходов, регулируя отношение активной потребляемой мощности к полной.

Литература

1. Моделирование статического синхронного компенсатора для системы электроснабжения с нелинейной нагрузкой / *А. В. Макаров* [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2020. № 3. С. 116–124. DOI: 10.47026/1810-1909-2020-3-116-124.

2. *Макаров А. В., Макарова Т. В.* Моделирование статического компенсатора в реактивной мощности в режиме работы стабилизации напряжения для системы электроснабжения дуговой сталеплавильной печи // Альтернативная и интеллектуальная энергетика: Матер. II Междунар. науч.-практ. конф. (Воронеж, 16–18 сентября 2020 г.). Воронеж: Воронежский государственный технический университет, 2020. С. 122–123.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАТИЧЕСКОГО СИНХРОННОГО КОМПЕНСАТОРА ДЛЯ СТАБИЛИЗАЦИИ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ РАБОТЕ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ПЕЧИ

Дуговые сталеплавильные печи (ДСП) являются мощными источниками электромагнитных помех. Поэтому их работа приводит к ухудшению качества электроснабжения из-за медленно изменяющегося несинусоидальности и колебаний напряжения [Лит.]. Несмотря на организацию электрической развязки резкопеременной и более спокойной нагрузок, помехи от ДСП все же ухудшают качество напряжения во внешней сети. Низкий коэффициент мощности (0,6–0,7) нагрузки дуговой печи приводит к высоким потерям электроэнергии в линиях и сетевых трансформаторах и значительным отрицательным отклонениям напряжения на первичной стороне печных трансформаторов из-за протекания реактивной мощности (РМ). На рис. 1 приведены оцифрованные данные напряжений на секции шин ДСП.

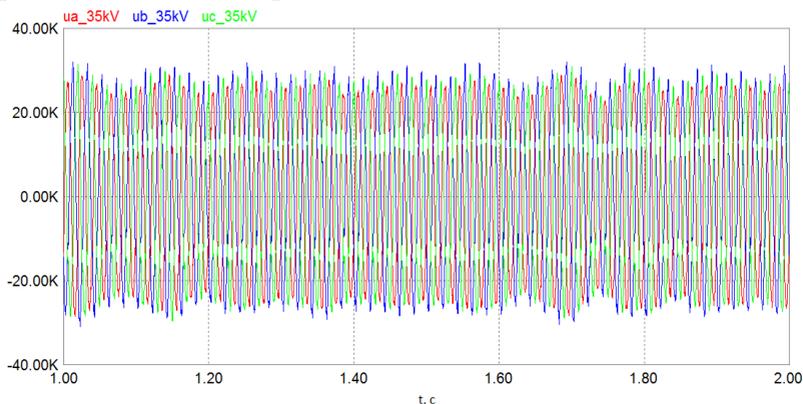


Рис. 1. Форма сигналов напряжений на шине 35 кВ до компенсации

Для улучшения качества электроэнергии на шинах электросталеплавильного комплекса используют компенсирующие и помехозащитные устройства.

При соответствующем алгоритме управления СТАТКОМ позволяет в режиме генерации реактивной мощности стабилизировать напряжение в системе электроснабжения ДСП. Преимуществом статического синхронного компенсатора по сравнению со статическим тиристорным является меньшее количество силовых фильтров и меньшие размеры реакторов.

На рис. 2 приведены результаты моделирования работы ДСП со статическим синхронным компенсатором.

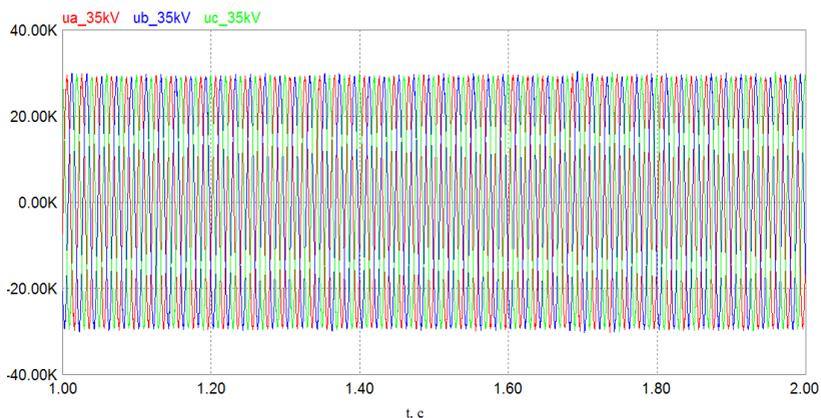


Рис. 2. Форма сигналов напряжений на шине 35 кВ после включения статического компенсатора

Результаты моделирования в среде PSIM подтверждают эффективность применения статического синхронного компенсатора для выравнивания колебаний напряжения при быстроизменяющейся нагрузке при работе ДСП в системе электроснабжения предприятия.

Литература

Моделирование статического синхронного компенсатора для системы электроснабжения с нелинейной нагрузкой / А. В. Макаров [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2020. № 3. С. 116–124. DOI: 10.47026/1810-1909-2020-3-116-124.

Суворов А.А., Аскарлов А.Б., Гусев А.С.
(Томск, НИ ТПУ)

ПРОБЛЕМА ВЕРИФИКАЦИИ РАСЧЕТОВ РЕЖИМОВ И ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ В УСЛОВИЯХ ВНЕДРЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИИ*

Одним из направлений развития современных электроэнергетических систем (ЭЭС) является внедрение объектов распределённой генерации (РГ), в том числе на базе возобновляемых источников энергии (ВИЭ). При этом происходит существенное изменение динамических свойств ЭЭС, которое приводит к возникновению проблем с обеспечением надёжности и живучести как отдельных энергорайонов с объектами РГ, так и всей ЭЭС в целом [1]. Для выработки эффективных средств и мероприятий по решению данных проблем необходимо математическое моделирование ЭЭС с помощью программно-вычислительных комплексов (ПВК) для расчёта режимов и процессов в ЭЭС. В данном случае существенным условием является рассмотрение детальной модели ЭЭС с учётом воспроизведения магистральных и распределительных сетей разных классов напряжения, генераторных узлов традиционной генерации, узлов нагрузки, а также самих объектов РГ.

На практике подобные задачи решаются с применением ПВК моделирования электромеханических переходных процессов. Однако в подобных средствах всегда неизбежно присутствуют определённые упрощения и ограничения [2]. Кроме того, немаловажным аспектом является моделирование объектов РГ в данных ПВК, которое может быть достаточно адекватным для источников РГ на базе органического топлива, что уже нельзя сказать об РГ на базе ВИЭ, которые, в частности, подключаются к сети с помощью силовых преобразователей. Для последних основой модели является управляемый источник тока, который упрощённо имитирует функционирование преобразователя и обеспечивает необходимую инъекцию тока от источника гене-

* Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, Госзадание «Наука» № FSWW-2020-0017.

рации в сеть. Тем самым исключается динамика работы многих элементов модели РГ на базе ВИЭ, которые можно учесть только при детальном моделировании ЭЭС. В связи с этим возникает актуальный вопрос о полноте и достоверности информации, получаемой путём данного моделирования, ответ на который может быть получен с помощью верификации.

В настоящее время основным подходом к верификации результатов моделирования является их сравнение с натурными данными. Однако данный подход позволяет получить только частное решение для конкретного уже произошедшего процесса и возмущения и не может быть использован для современных ЭЭС с РГ, информация о которых почти полностью отсутствует. Таким образом, в работе рассматривается возможность использования альтернативного существующим направления верификации, основанного на использовании модельного эталона вместо натуральных данных. В качестве модельного эталона предлагается использовать Всережимный моделирующий комплекс реального времени ЭЭС, основанный на концепции гибридного моделирования, что позволяет получать полную и достоверную информацию о едином непрерывном спектре процессов в совокупной модели ЭЭС необходимой размерности с учётом детальных моделей её элементов, в частности объектов РГ. Данная информация затем может быть использована для выявления причин возникновения погрешностей расчётов в ПВК и влияющих на них факторов, а также определить возмущения и процессы, рассчитываемые с наибольшей погрешностью, для которых может потребоваться дальнейший более детальный анализ перед их рассмотрением в ПВК для решения практических задач.

Литература

1. Анализ условий функционирования будущей электроэнергетической системы при рассматриваемом сценарии ее развития / *Н. И. Воронай* [и др.] // *Электроэнергия. Передача и распределение*. 2020. № 6 (63). С. 34–38.
2. Всережимная верификация расчетов при анализе динамической устойчивости электроэнергетических систем / *А. А. Суворов* [и др.] // *Электричество*. 2020. № 11. С. 28–37.

Малафеев С.И.¹, Малафеева А.А.²
(¹Москва, ООО Компания «Объединенная Энергия»,
²Владимир, Владимирский государственный
университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых)

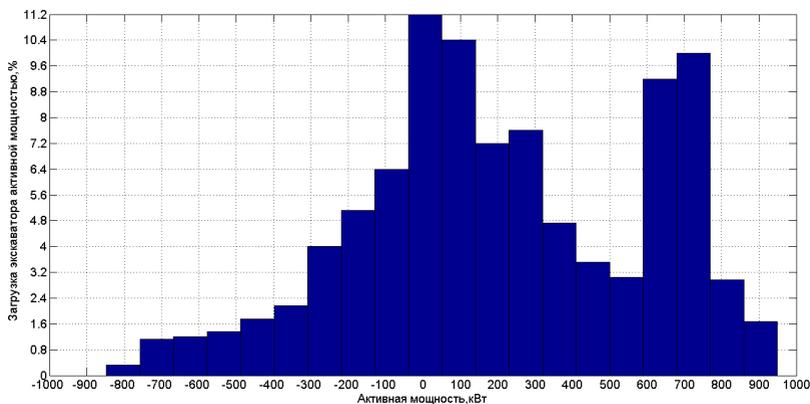
ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ РАБОТЕ КАРЬЕРНОГО ЭКСКАВАТОРА

В настоящей работе представлены результаты анализа электрических процессов при работе карьерного экскаватора и способов повышения эффективности использования рекуперированной энергии.

Электрические экскаваторы на карьерах относятся к категории энергоемкого оборудования: установленная мощность электрооборудования превышает 1 МВт. В течение цикла продолжительностью 25...60 с происходит потребление энергии из сети и ее преобразование в механическую работу, изменение кинетической и потенциальной энергий механических масс, механо-электрическое преобразование кинетической энергии движущихся масс (при торможении платформы и опускании ковша) и активного действия горной породы, рекуперация электрической энергии в питающую сеть и диссипация энергии в электрических и механических элементах мехатронной системы и питающей сети [1].

Экспериментальные исследования электроэнергетических процессов при работе экскаватора ЭКГ-20 были выполнены на Лебединском ГОКе [2]. Процессы регистрировались на вводе высоковольтной ячейки экскаватора. На рисунке показана экспериментальная гистограмма активной мощности, потребляемой карьерным экскаватором ЭКГ-20. На основании результатов исследований установлено, что электрическая энергия, рекуперированная главными приводами, составляет 20...26% от потребленной приводами активной энергии. Часть активной энергии, рекуперированной приводами главного движения экскаватора, объединенными общим звеном постоянного тока, потребляется самой системой главных приводов. Часть рекуперированной энергии через главный понижающий трансформатор поступает в питающую электрическую сеть. Часть рекуперированной приводами главного движения энергии – более 30%, через трансформатор собственных нужд экскава-

тора потребляется вспомогательным электрооборудованием. При отсутствии других потребителей энергии в локальной электрической сети рекуперированная электроэнергия возвращается во внешнюю питающую сеть. Рекуперированная экскаватором в питающую электрическую сеть активная энергия составляет от 9 до 14% от потребленной энергии.



Экспериментальная гистограмма активной мощности, потребляемой карьерным экскаватором ЭКГ-20

Повышение эффективности использования энергии, рекуперированной главными приводами, достигается применением накопителей энергии в звене постоянного тока [3, 4]. Современные системы накопления энергии позволяют качественно изменить систему электропитания экскаватора на основе использования новых технических средств управления и накопления энергии. Использование рекуперированной энергии и выравнивание графиков нагрузки позволяет [5]:

- снизить электропотребление экскаватора на значение до 30 % (приблизённая оценка);
- уменьшить потери в электрических сетях;
- снизить установленную мощность оборудования (трансформаторов, преобразователей и др.);
- снизить требования к параметрам питающих сетей;
- обеспечить работу экскаватора при больших отклонениях (снижении) напряжения питающей сети;

- повысить качество электрической энергии в питающей системе;

- реализовать комбинированные системы автономный источник электропитания – электрический экскаватор.

Промышленное производство специальных устройств для использования рекуперированной энергии на экскаваторах освоено фирмой Сименс. Имеются данные о широком внедрении таких устройств на американских экскаваторах [4]. Для мехатронного комплекса ЭКГ-12 с емкостным накопителем энергии – суперконденсатором ёмкостью 100 Ф, на основе моделирования установлено, что экономия энергии при работе главных приводов достигает 50 % [6].

Литература

1. Малафеев С. И., Новгородов А. А., Серебренников Н. А. Новый экскаватор ЭКГ-18Р: система приводов постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией // Горное оборудование и электромеханика. 2012. № 6. С. 21–25.

2. Malafeev S. I., Malafeev S. S. Investigation of electric power processes during the operation of a mining excavator, Published in: 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). Date of Conference: 25-29 March 2019. DOI: 10.1109/ICIEAM.2019.8743002.

3. Parkhideh B., Mirzaee H., Bhattacharya S. Supplementary Energy Storage and Hybrid Front-End Converters for High-Power Mobile Mining Equipment // IEEE Transactions on industry applications. 2013. Vol. 49. No. 4. 1863. DOI: 10.1109/TIA.2013.2257637.

4. Kolner W. Peak Shaver. April, 15 21th in Munich, Germany. Siemens AG, 2013. 8 p.

5. Malafeev S. I., Malafeev S. S. On increasing the energy efficiency of electrical mine excavators. IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science 377 (2019) 012016. PP. 1–5. DOI: 10.1088/1755-377/1/012016. IOP Publishing.

6. Малафеев С. И., Малафеев С. С., Серебренников Н. А. Компьютерное моделирование мехатронных систем одноковшовых экскаваторов // Горное оборудование и электромеханика. 2011. № 5. С. 24–29.

Малафеева А.А.¹, Малафеев С.С.²
(Владимир, ¹Владимирский государственный
университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых;
²Владимирский политехнический колледж)

ОЦЕНИВАНИЕ РЕСУРСА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПОНЕНТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЦИФРОВЫХ ДВОЙНИКОВ

Интеллектуализация современных машин изменяет взаимодействие персонала и техники в процессе эксплуатации оборудования с одной стороны и обеспечивает новые возможности контроля состояния и управления обслуживанием. Машина, содержащая множество различных компонентов, в течение жизненного цикла изменяет свои свойства не только при выполнении полезной работы, но в отключенном состоянии. На неё действуют влага, температурные поля, агрессивные вещества, находящиеся в атмосфере, и другие факторы. Кроме этого происходят необратимые процессы старения материалов [1].

Эффективная работа изделия на протяжении жизненного цикла обеспечивается путем поддержания ресурса на требуемом уровне. Непрерывный мониторинг и диагностика оборудования с помощью цифровых двойников дает возможность хранить данные об истории работы изделия, формировать объективную оценку его текущего состояния, прогнозировать ресурс и автоматически выбирать процедуры обслуживания [2]. Цифровой двойник представляет собой модель, которая постоянно обновляется и изменяется по мере изменения физического аналога с целью синхронного представления данных о статусе, условиях работы, конфигурации продукта и состоянии ресурсов [3].

Объект и цифровой двойник связаны и синхронизированы между собой средой сбора данных и управляющими компонентами системы. Синхронизация модели и объекта осуществляется в режиме реального времени. Хранилище данных цифрового двойника содержит сведения об истории всех процессов, происходивших в объекте. При оценивании износа компонентов и прогнозирования

ресурса этом учитываются не только рабочие, но вспомогательные процессы, в том числе, пребывание машины в состоянии технического обслуживания и ремонта, а также влияние внешних факторов. Анализ состояния и ресурсов объектов выполняется на основе моделей физических процессов и взаимодействия компонентов в составе машины и эволюции при действии внешних факторов. Цифровые двойники электрооборудования, состоящего из множества разных элементов с различным ресурсом, содержат группу взаимосвязанных моделей и модули обработки данных.

Разработанные модели основаны на известных уравнениях теплового старения, механического разрушения и действия внешних факторов. Непрерывный контроль активного сопротивления изоляции электрооборудования в электрических сетях постоянного, переменного и двойного рода тока выполняется с помощью специальных устройств, использующих тестовое напряжение специальной формы [4]. Для прогнозирования ресурса применяются нейронные сети [5].

Литература

1. *Селиванов А. И.* Основы теории старения машин. М.: Машиностроение, 1970. 408 с.
2. *Малафеев С. И., Малафеев С. С.* Информационные и управляющие компоненты электрических карьерных экскаваторов // Горный информационно-аналитический бюллетень. 2021. № 4. С. 44–56.
3. ПНСТ 429-2020. Умное производство. Двойники цифровые производства. Ч. 1. М.: Стандартинформ, 2020. 8 с.
4. *Малафеев С. И., Малафеев С. С., Серебрянников Н. А.* Применение прогнозирующей модели для непрерывного контроля сопротивления изоляции и защиты электрической сети // Контроль, диагностика. 2012. № 10. С. 57–60.
5. *Бабочкин Г. И., Шпрехер Д. М., Колесников Е. Б.* Метод повышения безопасной эксплуатации горного электрооборудования путем прогнозирования сопротивления изоляции // Горный информационно-аналитический бюллетень. 2020. № 2. С. 34–45. DOI: 10.25018/0236-1493-2020-2-0-34-45.

КОМПЕНСАЦИЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В СИСТЕМЕ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ГОРНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ МЕТОДОМ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Мероприятия по энергоэффективности и энергосбережению в системах электроснабжения горнодобывающих предприятий можно условно разделить на несколько направлений: электрические сети, электрический привод, контроль и учет энергопотребления. В настоящей работе внимание будет уделено электрическим сетям и системе электроснабжения горного предприятия. Энерго- и ресурсосбережение является одной из приоритетных задач при управлении энергоёмким горным производством [1]. С помощью универсальной математической модели системы электроснабжения, разработанной и описанной в работе [2], произведем оценку такого виртуального энергосберегающего мероприятия как компенсация реактивной мощности.

Ранее была разработана универсальная математическая модель с учётом особенностей электроснабжения горных предприятий (рис. 1), описаны функциональные блоки модели, представлены их технические параметры. Определены исходные данные для моделирования, получены результаты моделирования при нормальной работе системы электроснабжения.

Для дальнейшего исследования адаптируем нашу модель под систему электроснабжения конкретного участка, а именно компрессорной станции. Проведем исследование по внедрению виртуальных энергосберегающих мероприятий путем компенсации реактивной мощности, которая увеличивает затраты на холостой ход и не совершает полезной работы [3].

Компенсировать реактивную мощность можно двумя основными способами: установка специальных компенсаторных батарей, либо использование синхронного двигателя в качестве компенсатора. В нашем случае больше подходит второй вариант, так как для приведения в движение компрессоров используются синхронные двигатели. Этот способ практически не потребует дополнительных финансовых затрат.

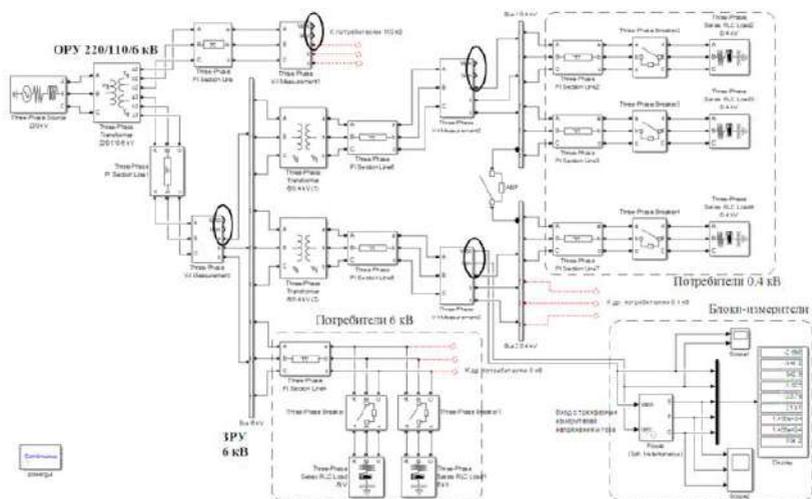


Рис. 1. Универсальная Simulink-модель системы электроснабжения

Графики активной и реактивной мощности до и после компенсации показаны на рис. 2. Из графиков видно, что реактивная мощность с 0,61 МВАр снижается до 0,38 МВАр.

Определим полную мощность в системе электроснабжения компрессорной станции, которая будет равна

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2},$$

где P и Q – активная и реактивная мощности соответственно.

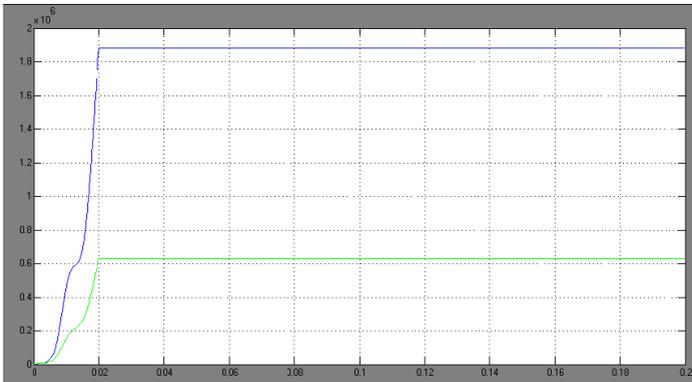
С помощью моделирования показано снижение реактивной мощности на 37 % и тем самым снижение полной потребляемой мощности из сети на 3 % (с 2,01 до 1,95 МВА).

Произведем расчет экономического эффекта от использования компенсации реактивной мощности. Как уже отмечалось ранее, капитальные вложения при использовании СД в качестве компенсатора отсутствуют. Будут учтены только дополнительные затраты на техобслуживание и ремонт двигателя.

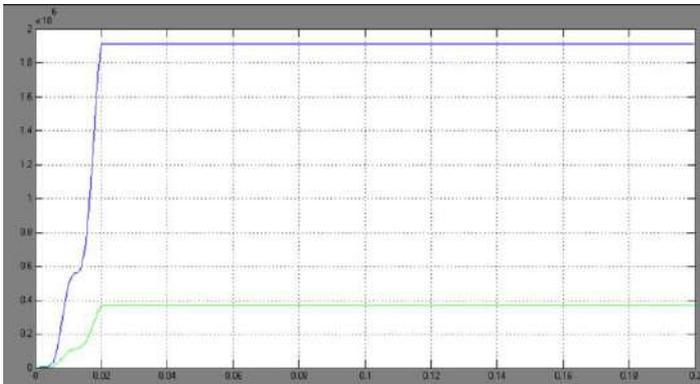
Определяем стоимость годовой потребляемой электроэнергии для компрессорной станции до и после компенсации реактивной мощности по формуле:

$$C_{\Pi i} = S \frac{1 - \cos \varphi}{\cos \varphi} k T w,$$

где S – полная мощность, кВА; $\cos \varphi$ – коэффициент мощности системы, определяемый как отношение активной мощности к полной; k – коэффициент загрузки трансформатора, T – время работы за год в часах; w – стоимость одного кВт·ч электроэнергии.



a



б

Рис. 2. График активной и реактивной мощности до и после компенсации

Экономический эффект от внедрения компенсации реактивной мощности с учетом затрат на ежегодное техобслуживание и ремонт на одной только компрессорной станции горного предприятия составит

$$C = C_{\Pi 1} - C_{\Pi 2} - C_P = 4908,8 - 4762,3 - 40,8 = 105,7 \text{ тыс.руб.}$$

Таким образом, было проведено виртуальное внедрение энергосберегающего мероприятия (компенсация реактивной мощности) методом математического моделирования, подсчитан экономический эффект за счет экономии электроэнергии, который составил более 100 тыс. руб. в год.

Литература

1. Research on switching operation transient electromagnetic environment of substations in a coal mine / *D. Feng* [et al.] // IET Generation, Transmission & Distribution. 2016. Vol. 10. Issue 13. PP. 3322–3329. DOI: 10.1049/iet-gtd.2016.0292.

2. Разработка универсальной математической модели системы электроснабжения участка промышленного предприятия / *Ю. В. Бебихов* [и др.] // Естественные и технические науки. 2018. № 12 (126). С. 387–394.

3. *Волотковская Н. С., Семенов А. С., Федоров О. В.* Энергоэффективность и энергосбережение в системах электроснабжения горнодобывающих предприятий // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. 2019. № 3 (78). С. 52–62.

Харитонов Я.С., Семёнов А.С.
(Мирный, МПТИ (ф) СВФУ)

ОПТИМИЗАЦИЯ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ УЧАСТКА ГОРНОГО ПРЕДПРИЯТИЯ

В работе [1] авторами разработана экспериментальная система непрерывного мониторинга показателей качества электроэнергии (ПКЭ) на подземном руднике (рис. 1). Разработанная система была внедрена на двух участковых системах электроснабжения (СЭС) рудника: шахтной подъемной установки и шаровой мельницы. В работе [2] представлен анализ измеренных и обработанных показателей качества электроэнергии. Здесь опишем только ПКЭ, не соответствующие ГОСТу.

Участок шахтного подъема. Отклонения фазных и межфазных напряжений превышают допустимое значение 5 % от номинала, но не превышают критического значения 10 % от но-

Участок закладочного комплекса. Отклонения фазных и межфазных напряжений превышают допустимое значение 5 % от номинала, но не превышает критического значения 10 % от номинала; коэффициенты 35 и 37 гармонических составляющих превышают предельно допустимые значения и составляют 1,25 % (рис. 2, наверху).

Анализ результатов измерений за один год на объектах потребления мощности (скиповая подъемная установка скипового ствола и шаровая мельница участка технологического закладочного комплекса) рудника позволил определить один из слабых участков энергосистемы. Синхронный двигатель шаровой мельницы мощностью 350 кВт питается от двух трансформаторов ТМ-1000. Расчёт по данным внедренной системы мониторинга показал низкий коэффициент загрузки трансформатора, и, следовательно, значительные потери электроэнергии на холостой ход трансформатора, которые определяются по выражению

$$\Delta P_T = \Delta P_x + \Delta P_k k_n^2,$$

где ΔP_x – активные потери холостого хода при номинальном напряжении, кВт; ΔP_k – активные нагрузочные потери при номинальной нагрузке, кВт; $k_n = S_\phi/S_n$ – коэффициент загрузки трансформатора; S_ϕ – фактическая нагрузка трансформатора, кВА; S_n – его номинальная мощность, кВА.

Для двух трансформаторов ТМ-1000 были определены потери холостого хода в зависимости от коэффициента загрузки трансформатора. Построен график зависимости потерь холостого хода от коэффициента загрузки трансформаторов (рис. 3).

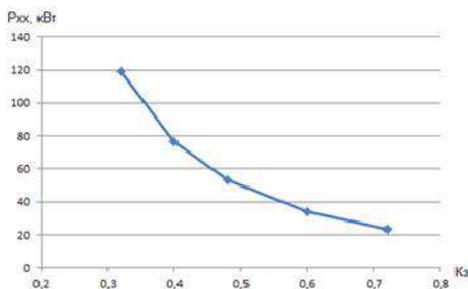


Рис. 3. График зависимости потерь холостого хода от коэффициента загрузки трансформатора

Для уменьшения потерь холостого хода и увеличения коэффициента загрузки на участках рудника было принято решение об увеличении количества и мощности потребителей, присоединенных к данному трансформатору. Была подсчитана экономия средств на оплату электроэнергии за счет уменьшения потерь холостого хода в трансформаторе при увеличении коэффициента его загрузки (см. таблицу).

Расчет ежегодной экономии на электроэнергию

Год	2020	2021	2022	2023	2024
Параметр					
S_n , кВА	2000	2000	2000	2000	2000
P_p , кВт	640	800	960	1200	1440
k_3	0,32	0,4	0,48	0,6	0,72
T , час	5400	5400	5400	5400	5400
ΔP_x , кВт	119,1	76,3	52,9	33,8	23,5
w , руб./кВтж	4	4,5	5	5,5	6
$C_э$, тыс. руб.	2572,6	1854,1	1428,3	1003,9	761,4

Приведенные расчёты показывают, что оптимизация работы системы электроснабжения участка технологического закладочного комплекса рудника позволит в будущем сэкономить 1811,2 тыс. руб. за 5 лет за счёт уменьшения потерь холостого хода и увеличения коэффициента загрузки трансформаторов. Экономия в четыре раза превышает средства, затраченные на внедрение такой системы непрерывного мониторинга ПКЭ [3, 4].

Литература

1. *Semenov A. S., Semenova M. N., Fedorov O. V.* The results of the implementation of the system for monitoring the quality of electricity in mining enterprises // Proceedings of the 2019 1st International Conference on Control Systems, Mathematical Modelling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA 2019). 2019. PP. 644–649.
2. The evaluation of the operation of continuous monitoring system control of power quality at mining enterprises / *Y. V. Bebikhov* [et al.] // E3S Web of Conferences. 2019. Vol. 124. No. 03015.

3. The impact of higher voltage and current harmonics on the operation of electrical systems / A. N. Egorov [et al.] // E3S Web of Conferences. 2019. Vol. 124. No. 05067.

4. Харитонов Я. С., Бебихов Ю. В., Егоров А. Н. Сопоставление и анализ результатов контроля качества электроэнергии в системах электроснабжения горных предприятий // Международный журнал прикладных и фундаментальных исследований. 2019. № 4. С. 54–59.

Семенов И.И., Шумский Н.В., Соснина Е.Н.
(Нижний Новгород, НГТУ им. Р.Е. Алексеева)

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ГРУППОЙ РЕГУЛЯТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Техническая реализация концепции энергетического интернета [1] делает необходимой разработку активно-адаптивного элемента электрической сети – устройства управления информационными и энергетическими потоками, называемым энерго-роутером (ЭР) [2]. ЭР должен обеспечивать интеграцию источников и потребителей электроэнергии (ЭЭ) в электрические сети, контролировать и поддерживать требуемые параметры сети в режиме реального времени, принимать решения и функционировать в зависимости от целевого назначения.

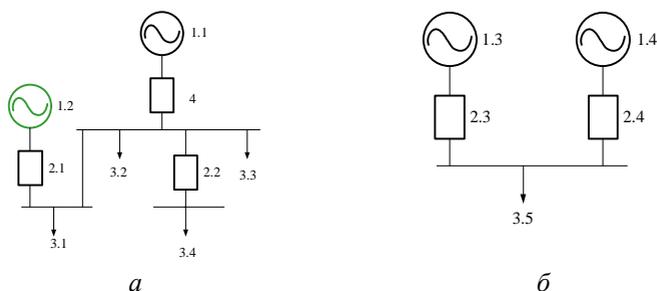
Обеспечение корректной работы ЭР зависит от ряда факторов, среди которых погодные условия, электромагнитные помехи, механические воздействия и др. Правильная настройка системы управления является определяющим фактором, поскольку она способна скорректировать работу ЭР после отрицательного воздействия различных факторов.

В [3] рассмотрена система управления ЭР на основе искусственной нейронной сети (ИНС), обученной по принципу «с учителем». Исследование показало неплохие результаты. Однако такой принцип больше подходит для изолированных электрических сетей с простой конфигурацией, т.к. временные затраты на обучение ИНС существенны.

Построение сети по принципу энергетического интернета требует обеспечения внутригрупповых и межгрупповых взаимосвязей, определения тенденций поведения, учета возможных разногласий, повышения гибкости решений за счет одновременной активизации нескольких устройств, распределения ответственности. При одновременном функционировании группы ЭР важно адекватно и оперативно реагировать на аварийные ситуации, не допуская их дальнейшего ухудшение (например, перегрева оборудования, повышения потерь ЭЭ, фликера, выхода из синхронизма, развала системы и др.).

Для создания групповой системы управления может быть использована ИНС, обучающаяся по принципу «с подкреплением» [4]. При таком обучении необходимо создать множественные логические связи между ЭР.

В зависимости от места установки, положения и выполняемых задач ЭР задаются граничные условия, то есть правила системы управления (СУ), не нарушая которых, СУ получает баллы, необходимые для обучения. В качестве таких условий могут выступать: поддержание определенного уровня напряжения на зажимах потребителя [6], предоставление необходимого объема ЭЭ, ограничение тока в линии электропередачи до допустимых пределов, повышение КПД системы, получение наибольшей выгоды в денежном эквиваленте.



Иерархическая организация (а) и плоская организация (б):

1.1-1.4 – источники ЭЭ; 2.1-2.4 – индивидуальные ЭР;
3.1-3.5 – нагрузка; 4 – ведущий ЭР

Например, на рисунке, а при иерархичной структуре происходит снижение потребления в целом по сети (узлы 3.2–3.4), но в одном из нагрузочных узлов (3.1), наоборот, увеличивается спрос.

При этом ИНС получит положительную награду при снижении напряжения в узлах 3.2–3.4 и увеличении напряжения в узле 3.1.

В случае плоской организационной структуры (рисунок, б), когда ЭЭ дешевле у источника 1.2, чем у 1.1, ИНС получит награду в случае передачи большего объема ЭЭ через ЭР 2.2.

Литература

1. *Воронай Н. И.* От плана ГОЭЛРО к глобальному электро-энергетическому интернету // *Электричество*. 2020. № 12. С. 9–13.

2. Energy router: Architectures and functionalities toward Energy Internet / *Xu Yi* [et al.] // 2011 IEEE International Conference on Smart Grid Communications (SmartGridComm). 2011. PP. 31–36. doi: 10.1109/SmartGridComm.2011.6102340.

3. *Sosnina E. N., Shumskii N. V., Shramko P. A.* Development of a Distributed Energy Router Control System Based on a Neural Network // 2020 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon), Chelyabinsk, Russia. 2020. PP. 313–317.

4. Reinforcement Learning, Fast and Slow / *Botvinick Matthew* [et al.] // 2019 Trends in Cognitive Sciences, Elsevier. Vol. 23. Issue 5. PP. 408–422. DOI: 10.1016/j.tics.2019.02.006.

5. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Стандартинформ, 2014. 16 с.

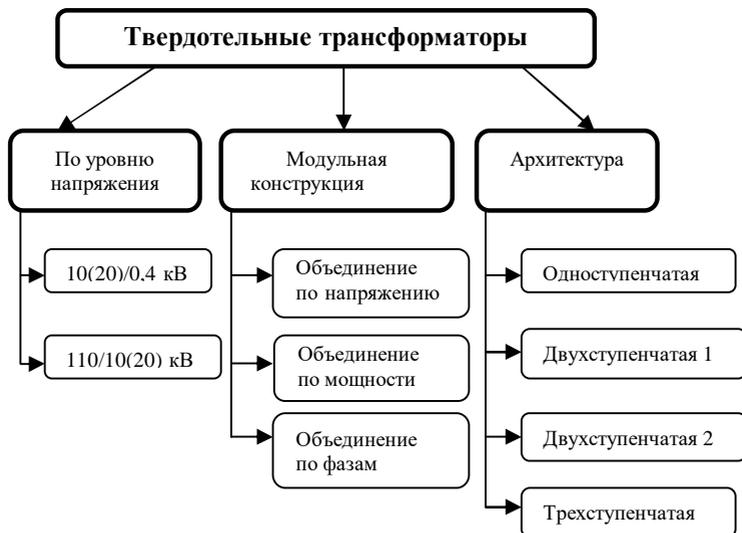
Шалухо А.В., Эрдили Н.И.

(Нижний Новгород, НГТУ им. Р.Е. Алексеева)

ПРИМЕНЕНИЕ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ В РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ С ОБЪЕКТАМИ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИИ

В связи с интенсивным ростом распределенной генерации (РГ) в России появляется проблема ее интеграции в энергосистему, а также актуальными становятся вопросы объединения разнородных источников РГ, накопителей и потребителей. В качестве решения рассматривается применение твердотельных

трансформаторов (ТТ). ТТ – это электронное устройство, управляемый полупроводниковый преобразователь, позволяющий в реальном времени реализовать функции перераспределения потоков мощности, регулирования параметров электрической энергии, объединения разнородных источников РГ, накопителей и потребителей. Классификация твердотельных трансформаторов представлена на рисунке.



Классификация твердотельных трансформаторов

Согласно [1] ТТ подразделяются по уровню напряжения на два вида: 10(20)/0,4 кВ и 110/10(20) кВ. По модульной конструкции ТТ разделяется на три типа: объединение(взаимосвязь) по напряжению, объединение по мощности, объединение по фазам. Взаимосвязь по фазам подразделяется на модуль ТТ полной фазы и гибридной фазы.

Существует несколько архитектур ТТ, имеющих разную сложность, конструктивные характеристики и производительность [2]. Анализ архитектур ТТ представлен в таблице.

С точки зрения экологической безопасности, в ТТ нет опасных жидких диэлектриков или опасных элементов, для окружающей среды это устройство считается экологичным в процессе эксплуатации.

Архитектура твердотельных трансформаторов

№ п/п	Вид	Схема	Описание
1	одноступенчатая		нет связи по постоянному току
2	двухступенчатая 1		со связью по постоянному току на стороне низкого напряжения (НН)
3	двухступенчатая 2		со связью на постоянном токе на стороне высокого напряжения (ВН) (на стороне сети)
4	трехступенчатая		со связью по постоянному току на сторонах ВН и НН

Литература

1. *Shamshuddin M. A., Rojas F.* Solid State Transformers: Concepts, Classification, and Control. *Energies*. 2020. 13(9). 2319.
2. *Bignucolo F., Bertoluzzo M., Fontana C.*, Applications of the solid state transformer concept in the electrical power system, *АЕИТ*, 2015. РР. 1–6.

Аль Уатик Х., Пронин С.П.
(Барнаул, АлтГТУ им. И.И. Ползунова)

СУЩЕСТВУЮЩИЕ МОДЕЛИ СИСТЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ ВЕТРА: ОБЗОР И СРАВНЕНИЕ

В настоящее время возобновляемая энергетика – растущая отрасль, мировой спрос на электроэнергию утроится к 2050 году. Современный интерес к ветровой энергии обусловлен потребностью в экологически чистых возобновляемых источниках энергии. Энергия ветра составляет около 2 % от общего объема энергоснабжения в США, сразу после природного газа. Ветряные турбины все чаще работают в крупных установках (более 1,8 МВт), что иллюстрирует растущую зависимость от этого ис-

точника энергии и открывает поле для исследований и разработки систем преобразования энергии ветра (WECS).

На сегодняшний день в ветряных турбинах используется множество технологий. WECS обычно состоят из нескольких турбин, работающих по одной и той же технологии одновременно [1–2]. Между этими технологиями есть различия по стоимости, эффективности и сложности в эксплуатации, а также в комплектации. Обычно ветряная турбина использует лопасть и ступичный ротор для преобразования энергии ветра.

Огромное разнообразие конфигураций, подключенных к сети WECS было рассмотрено в зависимости от типа используемого генератора, а также от силового электронного преобразователя. Эти WECS помогают снизить нагрузку на сеть и уменьшить загрязнение [3].

Кроме того, внесетевые WECS могут быть установлены там, где имеется ветер подходящего качества и нет электрической сети [4].

Ветряные турбины обычно делятся на четыре основных типа:

- 1) ветряные турбины с фиксированной скоростью;
- 2) ветряные турбины с регулируемым скольжением;
- 3) ветряные турбины с индукционным генератором с двойным питанием (DFIG);
- 4) ветряные турбины с полным преобразователем.

Модели для ветрогенераторов могут быть представлены в разных вариациях. Универсальный вариант (тип 1), представляет собой ветряную турбину с фиксированной скоростью, т.к. работает с изменением скорости ротора почти на 1 %. Используются индукционные машины с короткозамкнутым ротором, которые напрямую подключены к сети. Как правило, турбины с регулируемым шагом имеют лопасти, которые не жестко прикреплены к ступице и могут поворачиваться на несколько градусов, чтобы ориентировать их против ветра или по ветру. Лопасти ротора в турбинах с регулируемым срывом прикреплены к ступице и расположены так, что воздушный поток над лопастями переключается с обтекаемого потока на турбулентный при высоких скоростях ветра. Это защищает индукционную машину от перегрузки, устанавливая ограничения на механическую мощность, генерируемую ветром, когда его скорость очень высока.

Энергия, извлекаемая из ветряной турбины, зависит от взаимодействия ветра и ротора. Скорость ветра определяет количество собираемой энергии, поэтому будем рассматривать только стационарную аэродинамику и игнорировать турбулентность [5]. Исследователи Бец и Глауэрт были первыми, кто проанализировал аэродинамику ветряных турбин. Максимальная энергия, которую теоретически можно получить от ветра, определяется по формуле

$$P_{wind.max} = \frac{1}{2} \rho A V_{wind}^3,$$

где ρ – плотность воздуха, A – площадь, охватываемая лопастями, V_{wind} – скорость ветра. Бец пришел к выводу, что максимальная энергия ветра, которую может извлечь идеальный ротор турбины с бесконечным числом лопастей, составляет 59,26 % от доступной энергии ветра. Это называется *пределом Беца*. На практике ветряные турбины не могут иметь более 2–3 лопастей, поэтому энергия, которую они вырабатывают, составляет только около 50 % от доступной энергии ветра. Отношение количества генерируемой турбиной энергии к максимально возможной обозначается как C_p и вычисляется по формуле

$$C_p = \frac{P_{wind}}{P_{wind.max}}.$$

Тогда генерируемая турбиной энергия с поправкой на коэффициент C_p будет вычисляться по формуле

$$P_{wind} = \frac{1}{2} C_p \rho A V_{wind}^3.$$

Моделирование ветрогенераторов с переменным скольжением (тип 2). Эти ветряные турбины основаны так же, как и ветровые турбины типа 1, но они содержат элементы управления шагом лопастей и выходной мощностью для достижения оптимального производства энергии при более высоких скоростях ветра [1]. В турбинах этого типа используется сопротивление ротора для регулирования выходной энергии.

Моделирование ветряных электростанций DFIG (тип 3). Эта модель, также известная как индукционный генератор с двойным питанием, состоит из упрощенного аэродинамического представления лопатки турбины, преобразователя, генератора и

модели турбина-генератор. Эта модель представляет собой множество генераторов ветряных турбин как единый источник. Источник может быть рассчитан на мощность отдельной ветряной турбины, группы из них или даже всей ветровой электростанции. Группа токов вводится в сеть таким образом, чтобы можно было свободно контролировать активную и реактивную мощность. Эффективность этой модели оценивается и подтверждается данными, собранными с ветряных электростанций, которые используют эту модель.

Моделирование ветряных генераторов с полным преобразователем (Тип 4), используют генераторы с постоянными магнитами. Если взять в качестве примера США, мощность ветроэнергетических установок и их использование увеличивается [6]. Ветряная турбина с полным преобразователем частоты – одна из многообещающих технологий в этой области, в ней используется генератор с постоянными магнитами, что дает этому типу ряд преимуществ [7]. Например, его способность отключать генератор от сети, тем самым повышая отказоустойчивость. Кроме того, турбина работает в широком диапазоне скорости ветра, что приводит к более эффективному сбору энергии. Преобразователь, соединяющий турбину с сетью, отвечает за обработку всей выходной мощности генератора. Генератор с постоянными магнитами не включает контактные кольца ротора, что уменьшает размер генерирующего блока, потери возбуждения и необходимость технического обслуживания. В совокупности эти факторы побуждают вкладывать средства в ветряные турбины с полным преобразователем, особенно в морские ветроэнергетические установки.

Несмотря на то, что существует множество динамических моделей ветровых турбин, большое внимание уделяется моделированию ветряных турбин с регулируемой скоростью. Такие модели обычно упрощают механическую трансмиссию и аэродинамику, учитывая, что цель состоит в том, чтобы оценить технику управления мощностью и скоростью ротора.

Литература

1. Generators and power electronics technology for wind turbines / *L. H. Hansen* [et al.] // The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics. 2001. PP. 2000–2005.

2. *Baroudi J. A., Dinavahi D., Knight A. M.* A review of power converter topologies for wind generators // IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. 2005. PP. 458–465.

3. *Prokop S. M.* Off-grid power systems // 9th International Conference on Environment and Electrical Engineering. Prague, 2010. PP. 14–17.

4. *Kaldellis J. K.* Stand-alone and hybrid wind energy systems: technology, energy storage and applications. Elsevier, 2010.

5. *Betz A.* Wind Energy and its Exploitation by Windmills. Gottingen: Van-den-hoeck und Ruprecht, 64.

6. *Lindenberg S.* 20 Percent Wind Energy by 2030: Increasing Wind. U.S. Department of Energy. 2008.

7. *Carlson A. P.* Aggregated Models of a Large Wind Farm Consisting of Variable Speed Wind. Bremen, Germany. 2009.

Пашкин В.В.¹, Ивашкин О.Н.¹, Шабанов В.А.²
(¹Новый Уренгой, ООО «Газпром добыча Ямбург»; ²Уфа, УГНТУ)

СХЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО ВКЛЮЧЕНИЯ РЕЗЕРВА НА ДВУХКОНТАКТНОМ РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

Газоперекачивающие установки (ГПУ) газовых помывочных относятся к потребителям первой категории по требованиям к надежности электроснабжения. Электроснабжение потребителей ГПУ осуществляется от двухтрансформаторных понизительных подстанций (ТП) напряжением 10/0,4кВ. От ТП по линиям сети 0,4 кВ получают питание несколько ГПУ. Схема ТП со схемой электроснабжения одной из ГПУ (ГПУ 511) приведена на рис. 1.

Секционный автоматический выключатель QF3 в ТП в нормальном режиме выключен. На второй секции шин 0,4 кВ ТП установлена аварийная дизель-электрическая станция (ДЭС).

На ГПУ имеет распределительное устройство 0,4 кВ, в котором имеется стойка вентиляции. Стойка вентиляции получает питание по двум вводам и имеет секционный магнитный пускатель. От стойки вентиляции получают питание электродвигатели вытяжных вентиляторов отсеков ГПУ и вентиляторы маслоохладителей газотурбинного двигателя и нагнетателя. Схема силовых цепей стойки вентиляции распределительного устройства ГПУ представлена на рис. 2.

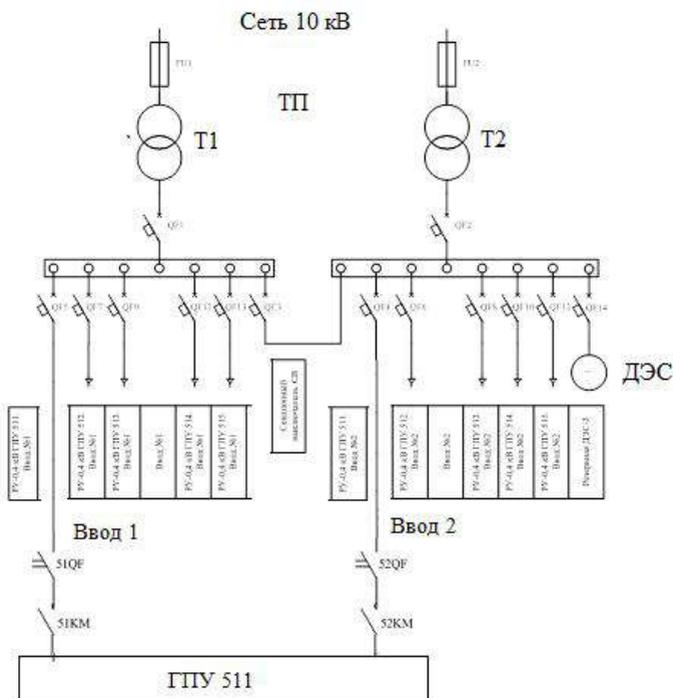


Рис. 1. Схема электроснабжения ГПУ.

На секционном магнитном пускателе каждой ГПУ (53KM на рис. 3) установлено устройство автоматического включения резерва (АВР) с пуском по снижению (исчезновению) напряжения [1]. При потере питания по одному из вводов происходит автоматическое переключения потерявших питание потребителей ГПУ на другой ввод.

Проектная схема вторичных цепей распределительного устройства ГПУ с реализацией АВР приведена на рис. 3. Проектная схема АВР реализована на вводных магнитных пускателях 51KM и 52KM, на секционном магнитном пускателе 53KM и реле времени 53КТ, имеющим один контакт с выдержкой времени.

При исчезновении напряжения по одному из вводов ГПУ, например, по вводу 52А2, теряет питание магнитный пускатель 52KM и пускает реле времени 53КТ. С выдержкой времени 2 с реле времени замыкает свой контакт 53 КТ и даёт команду на

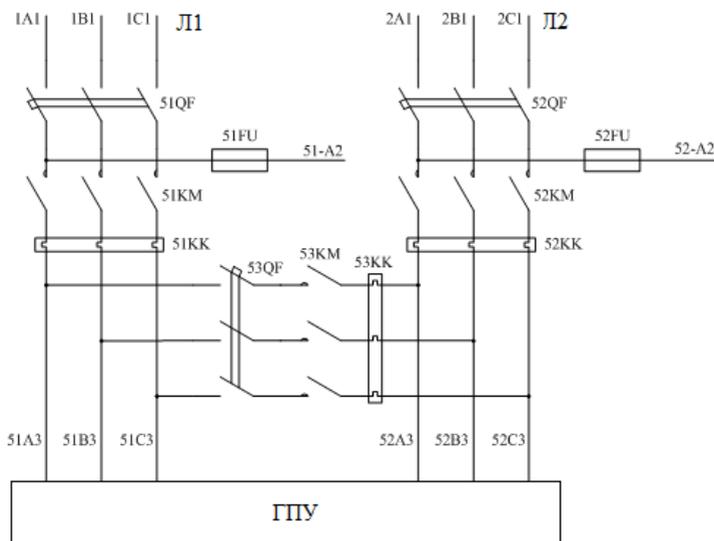


Рис. 2. Схема распределительного устройства ГПУ

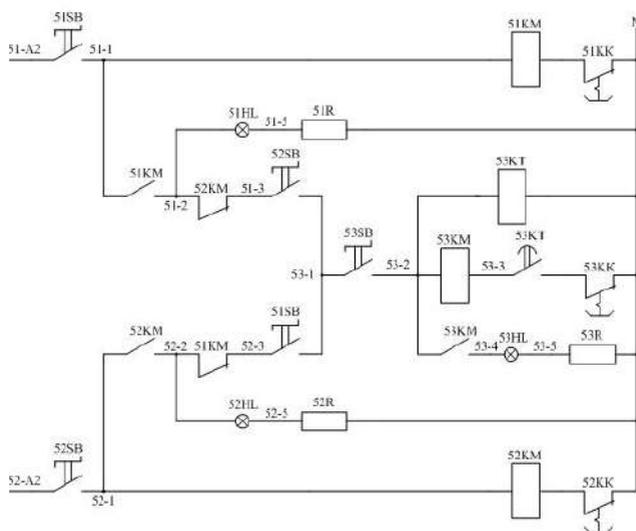


Рис. 3. Проектная схема вторичных цепей распределительного устройства ГПУ

включение секционного магнитного пускателя 53КМ. Электропитание потерявших питание потребителей ГПУ восстанавливается. При появлении напряжения на вводе 52А2 включается вводной магнитный пускатель 52КМ и его блок-контакт разрывает цепь питания секционного пускателя. Нормальная схема электропитания восстанавливается.

При исчезновении напряжения на второй секции шин ТП включается ДЭС и с выдержкой времени 12 восстанавливается питание потребителей второй секции шин ТП.

Такой алгоритм включения резервной ДЭС на ТП и работы АВР на ГПУ приводит к аварийной ситуации при потере питания от трансформатора Т2 ТП или при самопроизвольном отключении секционного автоматического выключателя на ТП при переводе всей нагрузки на трансформатор Т1.

В первом случае при потере питания от трансформатора Т2 ТП срабатывает АВР на всех ГПУ и происходит пуск ДЭС. На момент запуска резервной ДЭС в ТП в распределительном устройстве каждой ГПУ на стойке вентиляции оказываются включенными магнитный пускатель ввода №1 и секционный магнитный пускатель, подавая сетевое напряжение. Из проектной схемы АВР на рис. 2 видно, что включение вводного магнитного пускателя осуществляется мгновенно без выдержки времени при появлении напряжения на вводе. Отключение секционного магнитного пускателя осуществляется блок-контактом включившегося вводного пускателя, то есть после включения выключателя ввода. Напряжение на выходе ДЭС не синхронизировано с сетевым напряжением. Поэтому, после автоматического включения ДЭС и несинхронной подачи напряжения от ДЭС на секцию шин №2 в распределительных устройствах всех ГПУ через силовые цепи стойки вентиляции протекают уравнительные токи [2].

Под действием уравнительных токов могут сработать токовые расцепители вводных и секционных автоматических выключателей в распределительных устройствах ГПУ на стойке вентиляции. Это приводит к полному обесточиванию и аварии и невозможности запустить резервные ГПУ.

Аналогично протекают процессы в режимах, когда вся нагрузка переведена на трансформатор Т1 (включенное положение секционного выключателя QF3 и отключенное положение выключателя

ввода № 2 QF2). При самопроизвольном отключении секционного выключателя QF3 на ТП происходит потеря питания всех потребителей присоединённых к секции шин № 2 в ТП с запуском АВР на всех ГПУ и пуском ДЭС на ТП. При несинхронной подаче напряжения от ДЭС как и при потере питания трансформатора Т2, в ГПУ протекают опасные уравнивательные токи.

Также к недостаткам схемы стоит отнести то, что после срабатывания реле времени КТ оно остаётся во включенном положении, что снижает срок его службы и надёжность схемы.

Для устранения описанных недостатков предлагается изменить схему АВР и алгоритм работы схемы. Вместо одного реле времени, которое создаёт выдержку времени при включении секционного магнитного пускателя, предлагается применить два реле времени с двумя контактами, которые будут создавать выдержку времени на включение вводного магнитного пускателя каждого ввода одним своим контактом, а другим контактом будут создавать выдержку времени с действием на включение секционного магнитного пускателя при исчезновении напряжения ввода №2.

Применение двух реле времени с двумя контактами позволит осуществить включение вводных пускателей при появлении напряжения не мгновенно, а с заданной выдержкой времени (причём возможно установить различные уставки по времени для двух вводов). Изменение алгоритма работы схемы заключается в том, что отсчёт выдержки времени на включение вводных пускателей начинается только после отключения секционного пускателя. Что позволяет исключить возможность протекания уравнивательных токов. Схема устройства АВР приведена на рис. 3.

Данная схема АВР позволяет устранить аварии вследствие некорректной работы автоматики в трансформаторной подстанции. Схема обеспечивает выдержку времени при включении вводных пускателей и выдержку времени при включении секционного пускателя. В схеме предусмотрено включение вводного пускателя только после отключения секционного пускателя. Также предусмотрено отключение реле времени после его срабатывания.

Устройство АВР с двумя двухконтактными реле времени (рис. 4) реализовано на ГПУ ООО «Газпром добыча Ямбург». После модернизации схемы АВР аварийные отключения ГПУ на наблюдались.

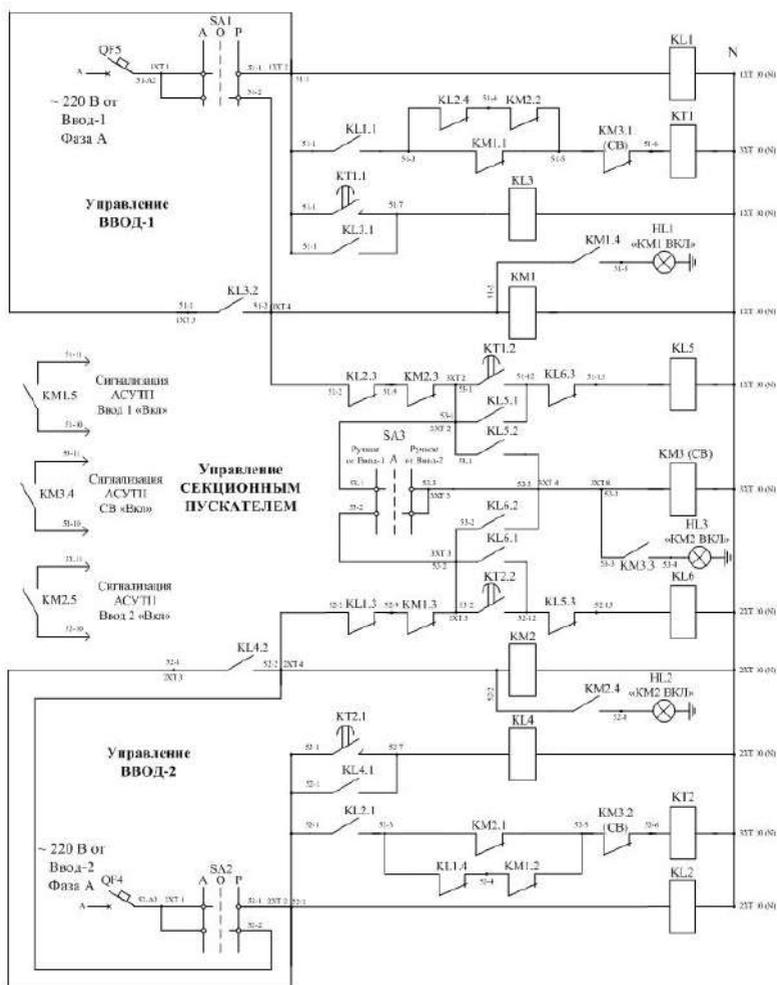


Рис. 4. Схема устройства АВР с двумя двухконтактными реле времени

Литература

1. Андреев В. А. Релейная защита и автоматика систем электропитания: учебник для вузов. М.: Высш. шк., 2006. 639 с.
2. Шабанов В. А., Алексеев В. Ю. Обеспечение бесперебойной работы потребителей при потере питания. Уфа: Изд-во УГНТУ, 2013. 216 с.

Кузнецов А.В., Юренков Ю.П., Аглиуллов А.И.
(Ульяновск, УлГТУ)

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ ИЗГОТОВЛЕНИЯ МАКЕТНЫХ ОБРАЗЦОВ ЖИДКОМЕТАЛЛИЧЕСКИХ ПРЕДОХРАНИТЕЛЕЙ*

Для защиты от коротких замыканий (КЗ) в системах электропитания используют коммутационные электрические аппараты и устройства для ограничения токов КЗ. К сожалению, в ряде случаев коммутационные аппараты не обладают достаточным быстродействием и токоограничивающими свойствами и не обеспечивают защиту элементов систем электроснабжения [1].

Одним из вариантов новых токоограничивающих устройств может быть устройство на основе жидкометаллических самовосстанавливающихся предохранителей (ЖСП). ЖСП - это электрический аппарат, в котором в качестве плавкого элемента применяется жидкий металл (индий, галлий, ртуть, щелочные металлы и т. п.), расположенный в канале диэлектрической втулки [2]. При протекании по жидкометаллической плавкой вставке тока КЗ она испаряется, вызывая взрывообразное повышение давления, которое компенсируется расширением объёма сильфона. При высоком давлении пары металла обладают значительным сопротивлением. В результате ток резко ограничивается, после чего в канале образуется электрическая дуга, которая гасится при естественном переходе тока через нулевое значение. Электрическая цепь разрывается дополнительным коммутационным аппаратом. После остывания и конденсации паров жидкого металла электрическая цепь восстанавливается.

На сегодняшний день установлено, что ЖСП и устройства на их основе обладают более высоким быстродействием, чем освоенные промышленностью электрические аппараты. Преимущества жидкометаллического ограничителя тока вызывает интерес и потребность в развитии и продолжении исследования в направлении создания макетных и промышленных образцов ЖСП и определения области их применения.

* Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-38-90307.

К сожалению, проведённый объём исследований ещё не достиг того уровня, при котором можно говорить о промышленном производстве ЖСП [1]. В литературных источниках слабо освещены вопросы экспериментальных исследований ЖСП. Без таких результатов трудно поверить в достоверность положений и рекомендаций полученных теоретическим путем. Требуется проведение дополнительных экспериментальных исследований тепловых и коммутационных процессов в жидкометаллическом ограничителе тока. Для этого необходимо разработать универсальные конструкции макетных образцов ЖСП, технологию изготовления и подготовки к лабораторным исследованиям. Требуется также проработать технологический процесс и выбрать необходимое лабораторное оборудование, сконструировать и изготовить приспособления, которые позволят подготовить ЖСП к тепловым и коммутационным испытаниям.

Одной из существенных причин отсутствия результатов экспериментальных исследований является технологические проблемы изготовления макетных образцов ЖСП и подготовки их к испытаниям. Особенно это ощутимо при использовании в качестве плавкой вставки металлов агрессивных к окружающей среде - щелочных металлов. Авторами предложен способ решения технологических проблем изготовления и подготовки макетных образцов к испытаниям, который представляет интерес и может быть использован научными группами, занимающимися исследованиями связанными с ЖСП. Разработка и обсуждение такой технологии может способствовать активизации исследований в направлении создания макетных образцов, их исследований, направленных на получение новых практических результатов.

Литература

1. *Кузнецов А. В., Юренков Ю. П.* Классификация токоограничивающих устройств в системах электроснабжения // Энергоэффективность. Ценология. Экология и энергобезопасность: Матер. научн. конф. Астрахань, 2020. С. 70–75.

2. *Кузнецов А. В.* Жидкометаллические предохранители и инвестиционная привлекательность их разработки. М.: Энергоатомиздат, 2006. 207 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ НА ГЕНЕРАЦИЮ СОЛНЕЧНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СТАНЦИИ ПРИ РАЗЛИЧНОЙ ОБЛАЧНОСТИ

Введение. Солнечная электрическая станция (СЭС) генерирует электроэнергию за счёт поглощения солнечного излучения фотоэлектрическими модулями (ФЭМ). Максимально возможное солнечное излучение попадает на поверхность фотомодулей в безоблачный день с минимальным содержанием частиц в воздухе. Облачность может значительно снизить генерируемую мощность.

В зависимости от конфигурации освещенности можно выделить режимы равномерной максимальной освещенности в ясный день; равномерной освещенности в облачный день, когда на все ФЭМ попадает незначительно отличающееся сниженное количество солнечного излучения; неравномерной освещенности (частичная затененность), когда появляются участки ФЭМ с отличающейся освещенностью. Генерируемая мощность СЭС в зависимости от режима освещенности сильно отличается.

Режимы освещенности СЭС. В условиях равномерного освещения на все ФЭМ попадает незначительно отличающееся количество солнечного излучения и суммарные характеристики этих модулей в каждый момент времени имеют единственную точку (MPP – maximum power point), в которой генерируемая мощность максимальна. В течение ясного дня освещенность равномерно изменяется, что соответствует плавному переходу от одной характеристик к другой (рис. 1, *a* и *б*).

При необходимости в соответствии с требованиями сети генерация мощности СЭС может быть снижена для предотвращения избытка мощности в часы пиковой выработки электроэнергии СЭС или при снижении нагрузки на сеть.

Полная мощность СЭС определяется погодными условиями и системой управления. Когда необходимо вырабатывать максимальную мощность, на выводах ФЭМ устанавливается напряжение, соответствующее напряжению в точке MPP. Когда же нужно снизить генерируемую мощность система управления

перестает отслеживать точку MPP, находит точку с требуемой мощностью и начинает её поддерживать.

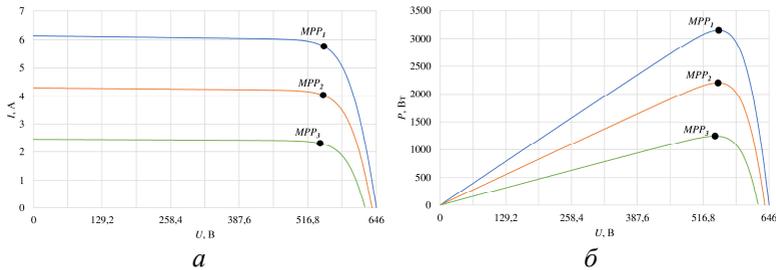


Рис. 1. ВАХ (а) и «энергетическая» характеристика (б) группы ФЭМ при равномерном изменении освещенности

Неравномерная освещенность фотоэлектрических модулей приводит к снижению генерирующей мощности, а также к появлению выраженных локальных пиков на «энергетической» характеристике (зависимости мощности от напряжения), с определением наибольшего из которых стандартные алгоритмы управления зачастую не справляются. В подобных условиях разница генерируемой мощности между «истинным» и локальным максимумом, выбранным стандартным алгоритмом, может быть весьма существенной. При неоптимальном управлении выходным напряжением фотоэлектрических модулей это приводит к дополнительным потерям генерируемой мощности (рис. 2).

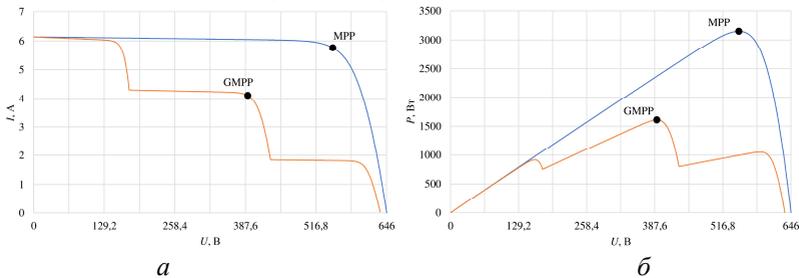


Рис. 2. ВАХ (а) и «энергетическая» характеристика (б) при частичной затененности

При возникновении режима частичной затененности происходит соответствующее изменение характеристик (рис. 2). Количество локальных пиков на характеристиках соответствует количеству участков ФЭМ со схожей освещенностью. Данный

режим приводит к существенному снижению генерируемой мощности. При неудачной конфигурации освещенности, стандартные алгоритмы, как правило, будут поддерживать напряжение секции ФЭМ в локальном пике, что приводит к большей потере генерируемой мощности.

Алгоритмы поиска MPP. Фотоэлектрические модули генерируют максимальную мощность, когда напряжение на клеммах модулей соответствует напряжению точки максимальной мощности на суммарной ВАХ и «энергетической» характеристике. В течение светового дня в связи с изменением освещенности характеристики изменяются, что приводит к смещению точки максимальной мощности MPP и необходимости ее отслеживания. При равномерной освещенности на этих характеристиках имеется единственный максимум, и задача поиска и отслеживания MPP решается просто.

Наиболее распространенным алгоритмом поиска и отслеживания MPP в равномерно изменяющихся условиях является алгоритм P&O (“Perturb and Observe” – «возмущай и наблюдай»). Суть алгоритма заключается в непрерывном изменении выходного напряжения секции ФЭМ на незначительную величину и оценку изменения генерируемой мощности. Если мощность увеличилась, то следующее изменения напряжения будет в ту же сторону, в противном случае в обратную (рис. 3, а).

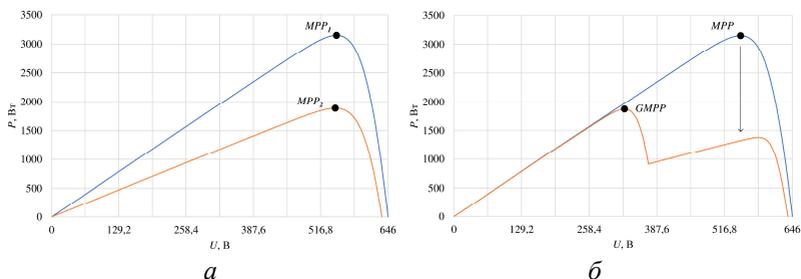


Рис. 3. Энергетические характеристики при равномерном изменении освещенности (а) и при частичном затенении (б)

При частичном затенении (рис. 3, б), которое характеризуется локальными пиками мощности, алгоритм P&O может не справиться с определением глобального максимума GMPP, привести напряжение секции ФЭМ к значению, соответствующему

локальному максимуму и дополнительно снизить генерируемую мощность.

Аналогично действует чуть менее распространенный алгоритм IC (“increment conductivity” – «возрастающая проводимость»), в котором вместо изменения мощности отслеживается изменение отношения тока к напряжению [1–3].

Необходимость определения глобального максимума (GMPP – Global Maximum Power Point) обуславливается двумя факторами: во-первых, режим частичной затененности может быть продолжительным; во-вторых, при неверном определении максимума стандартным алгоритмом генерируемая мощность в локальном максимуме может оказаться существенно ниже чем в GMPP.

Для выявления этого режима существует несколько способов [4], основанных на сравнении разности тока или генерируемой мощности в предыдущий момент времени и при выставлении минимально возможного выходного напряжения секции ФЭМ в текущий момент с уставкой.

При выявлении режима частичной затененности запускается алгоритм определения GMPP, для чего существует множество алгоритмов, основанных на разных принципах [1–4]. После определения напряжения в GMPP, для дальнейшего поддержания этой точки управление выходным напряжением секции ФЭМ, как правило, возвращается стандартному алгоритму.

Генерация электрической энергии СЭС. Генерация солнечной электростанции в первую очередь зависит от освещенности фотоэлектрических модулей. Мощность солнечного излучения, на границе атмосферы Земли, (солнечная постоянная) составляет 1367 Вт/м^2 . На поверхность планеты попадает существенно меньшая мощность. Для тестирования фотомодулей применяется мощность излучения 1000 Вт/м^2 . Наибольшее влияние на уменьшение мощности солнечного излучения на солнечных электростанциях оказывает прозрачность атмосферы, которая на территории России колеблется от 0,5 до 0,9 в зависимости от наличия различного рода примесей, и наличие облаков. Коэффициент пропускания прямой солнечной радиации в зависимости от вида и яруса облаков изменяется в диапазон от 0 до 0,7 [6]. Кроме того, небольшие облака при невысокой скорости ветра могут на продолжительное время затем-

нить часть фотомодулей СЭС, тем самым создавая режим частичной затененности.

Рассмотрим генерацию электроэнергии последовательно соединенной группы из десяти ФЭМ SunPower SPR-315E-WHT-D в течение одного дня июля, расположенных вблизи Оренбурга. Данные об освещенности получены за 2016 год из базы данных «PVGIS-SARAH», которая составлена путем обработки снимков с метеоспутников по соответствующим методикам [5]. В ясный день выработка составляет порядка 22 кВт, в облачный день она снижается на 38 % (рис. 4).

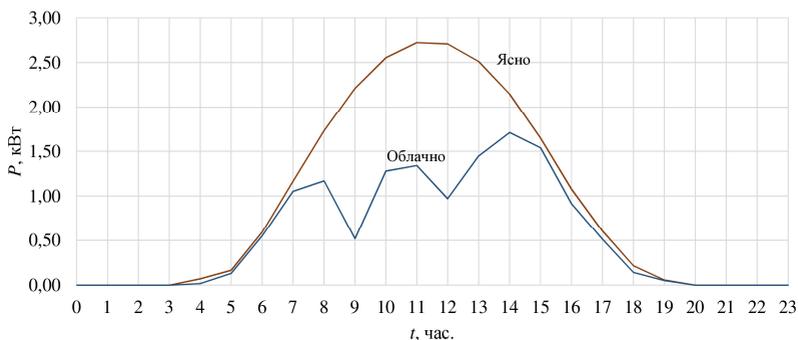


Рис. 4. Генерация мощности в ясный и облачный с частичным затенением дни

Проведена симуляция суточной генерации для рассмотренной выше группы ФЭМ в облачный день с частичным затенением фотомодулей на двух моделях с использованием наиболее распространенного алгоритма отслеживания точки максимально мощности Р&О и для сравнения – комбинации специального алгоритма поиска глобального максимума и Р&О (рис. 5 и 6) для одного дня апреля. При запуске первой модели точка максимальной мощности определяется и поддерживается алгоритмом Р&О. Вторая модель начинает работу аналогично, после чего производится по таймеру запуск алгоритма поиска GMPP и после окончания его работы управление напряжением фотомодулей возвращается к алгоритму Р&О.

Разница генерируемой электроэнергии вследствие неоптимального определения MPP при частичном затенении составила $\approx 40\%$.

Выводы. Появление облачности приводит к снижению освещенности и, соответственно, к потерям генерируемой мощности. При возникновении режима частичной затененности, сопровождающегося локальными пиками на характеристиках групп ФЭМ, потери мощности могут увеличиться из-за неправильного выявления точки MPP.

Использование стандартных алгоритмов, рассчитанных на работу в условиях равномерного изменения освещенности в течение светового дня, в режимах частичной затененности может быть неоптимальным.

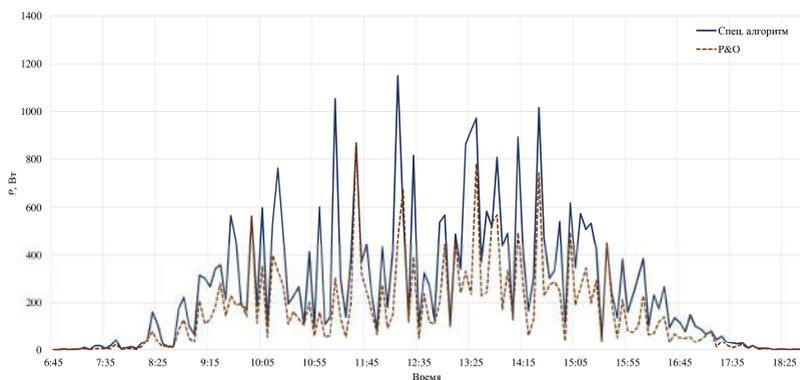


Рис. 5. Генерация СЭС при применении алгоритма P&O и специализированного алгоритма

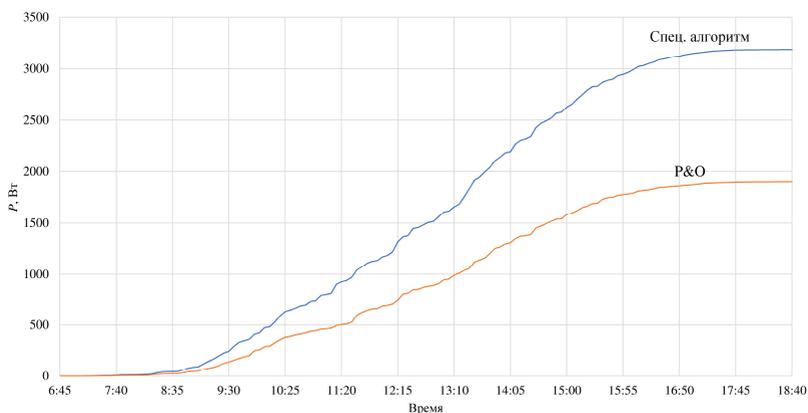


Рис. 6. Суммарная генерация СЭС при применении алгоритма P&O и специализированного алгоритма

Применение методов выявления частичной затененности и последующего определения глобального максимума позволяет уменьшить потери генерируемой мощности в этом режиме.

Литература

1. *Hohm D. P., Ropp M. E.* Comparative Study of Maximum Power Point Tracking Algorithms // *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*. 2003. No. 11. P. 47–62. DOI:10.1002/pip.459.

2. *Esram T., Chapman P. L.* Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2007. Vol. 22. No. 2. PP. 439–449.

3. *Федотов А. Ю., Наумов В. А., Антонов В. И.* Задачи и методы поддержания эффективности солнечных электрических станций // РЕЛАВЭКСПО 2019. Сб. докл. науч.-техн. конф. молод. специалистов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 224–231.

4. *Gosumbonggot J., Fujita G.* Partial Shading Detection and Global Maximum Power Point Tracking Algorithm for Photovoltaic with the Variation of Irradiation and Temperature // *Energies* 2019, 12(2), 202. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12020202>.

5. *Huld T., Müller R., Gambardella A.* A new solar radiation database for estimating PV performance in Europe and Africa // *Solar Energy*, 86, 2012. PP. 1803–1815.

6. *Зуев С. В., Красненко Н. П., Карташова Е. С.* Использование актинометрической информации для параметризации форм и видов облачности // СITES-2015 (Томск, 26–30 июня 2015 г.). Томск: Томский центр научно-технической информации, 2015. С. 123–126.

Дмитренко А.М., Солдатов А.В., Иванов Н.Г., Золотов А.А.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО НПП «ЭКРА»)

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ПРИ ПЕРЕВОЗБУЖДЕНИИ

Режим перевозбуждения силового трансформатора характеризуется превышением амплитудного значения индукции в магнито-

проводе над номинальным. Причинами перевозбуждения могут являться снижение частоты сети или повышение напряжения на обмотках трансформатора, например, в режимах КЗ на линиях с последующим отключением, при резком сбросе нагрузки сетевого трансформатора, при неисправности устройства РПН.

При перевозбуждении увеличивается намагничивающий ток силового трансформатора, что вызывает увеличение тока небаланса дифференциальной защиты и создает опасность излишнего срабатывания [1]. Для предотвращения излишнего срабатывания используется специальная блокировка дифференциальной защиты, реагирующая на появление пятой гармоники в дифференциальном токе в режиме перевозбуждения. Выбор параметров срабатывания блокировки обычно осуществляется на основе анализа процессов при перевозбуждении.

В большинстве программных комплексов, моделирующих процессы в электрических сетях, для моделирования трансформаторов используется классическая Т-образная схема замещения. В [2, 3, 4] рассмотрены вопросы создания эквивалентных схем. Т-образная схема замещения хорошо подходит для моделирования трансформаторов с размещением обмоток ВН и НН на разных стержнях. В силовых трансформаторах обмотки ВН и НН размещены концентрически, и поток распределен в канале между обмотками. Прямое использование Т-образной схемы замещения для моделирования силовых трансформаторов приводит к значительной погрешности при расчете процессов, связанных с насыщением магнитной системы.

В настоящей работе разрабатывается математическая модель трансформатора, учитывающая конструктивные особенности обмоток и магнитной системы.

Наиболее тяжелые условия при перевозбуждении создаются в режимах холостого хода (ХХ), когда трансформатор питается с одной стороны. Известно, что в режиме ХХ потокосцепление в обмотках трансформатора определяется интегралом приложенного напряжения:

$$\psi = \int u dt .$$

С другой стороны, потокосцепление связано с параметрами магнитного поля в физическом вакууме и магнитопроводе [5]:

$$\psi = (\mu_0 H s_{\text{кат}} + B_{\text{стерж}} s_{\text{ст}}) w, \quad (1)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; H – напряженность магнитного поля, А/м; $s_{\text{кат}}$ – площадь поперечного сечения катушки, м²; $B_{\text{стерж}}$ – индукция в стержне магнитопровода, Тл; $s_{\text{ст}}$ – площадь сечения стали магнитопровода, м²; w – число витков обмотки.

Намагничивающий ток по закону полного тока может быть найден по формуле

$$i_{\mu} = \frac{H k_l l_{\text{кат}}}{w} + \Delta i_{\mu \text{ п.з.}}, \quad (2)$$

где k_l – коэффициент, учитывающий длину магнитной линии; $l_{\text{кат}}$ – длина катушки, м; $\Delta i_{\mu \text{ п.з.}}$ – ток, обусловленный наличием немагнитных зазоров.

В формулах (1) и (2) учитываются немагнитный зазор между обмоткой и стержнем магнитопровода и паразитный зазор между стержнем и ярмом. Аналитический расчет с использованием формул объемный, поэтому для удобства может использоваться модель силового трансформатора в среде моделирования. В этом случае в модели задается характеристика $\psi = f(i_{\mu})$, полученная по (1) и (2).

Пример расчета зависимости $\psi = f(i_{\mu})$ стационарного трансформатора ТД-40000/110. Для моделирования режима перевозбуждения силового трансформатора была выбрана холоднокатаная электротехническая сталь марки 3413 толщиной пластин 0,5 мм производства ВИЗ [6]. По рекомендациям, указанным выше, была аппроксимирована зависимость $B_{\text{стерж}} = f(H)$ до уровня индукции технического насыщения и рассчитана зависимость $\psi = f(i_{\mu})$.

Предложенная методика позволяет также учитывать немагнитные паразитные зазоры δ , имеющиеся в магнитопровode. Поскольку точное значение длины эквивалентного зазора неизвестно, в качестве калибровочного параметра может быть использовано действующее значение реактивной составляющей тока холостого хода трансформатора при номинальном напряжении. Калибровка может осуществляться следующим образом: необходимо задаться индукцией магнитного поля, соответствующей номинальному напряжению силового трансформатора, затем выполнить расчет при среднем значении длины немагнитного зазора $\delta = 0,05$; сравнивая расчетное действующее значение тока холостого хода с паспортным,

следует корректировать длину немагнитного зазора. При этом следует учитывать, что в паспортных данных представлено среднее для трех фаз действующее значение.

Как видно на рис. 1, немагнитные зазоры существенно увеличивают значение намагничивающего тока в области потокосцепления до насыщения.

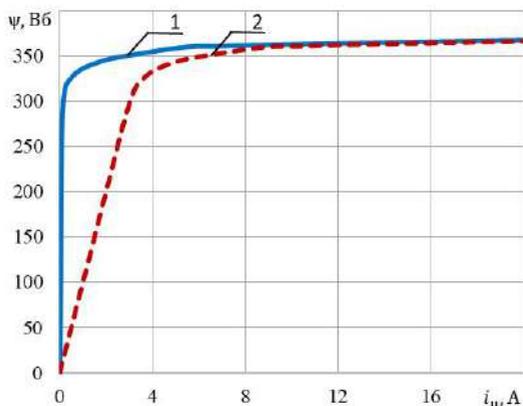


Рис. 1. Зависимость расчетного потокосцепления от намагничивающего тока силового трансформатора: без учета (1) и с учетом немагнитных зазоров (2)

Результаты моделирования. На рис. 2 представлена однолинейная схема моделируемой сети, параметры которой приведены в таблице.

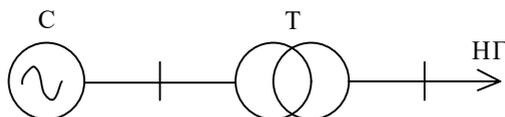


Рис. 2. Схема моделируемой сети

Параметры моделируемой сети

Задаваемый параметр	Значение
Номинальная частота сети, Гц	$f = 50$
Тип трансформатора	ТД-40000/110
Номинальное напряжение стороны НН, кВ	$U_{НН} = 10,5$

Окончание таблицы

Сопротивления обмотки НН, Ом	$r_T = 0,011 \quad x_T = 0,29$
Сопротивление ветви намагничивания, кОм	$R_\mu = 292,3$
Индуктивное сопротивление сети, Ом	$x_c = 0,5x_T$
Активное сопротивление сети, Ом	$r_c = r_T$

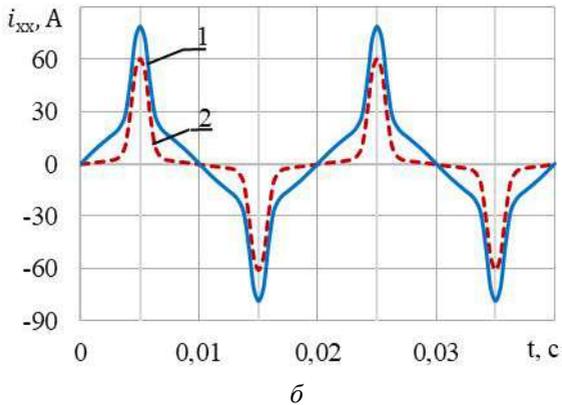
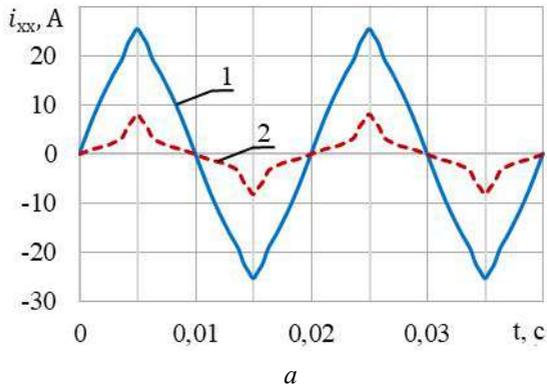


Рис. 3. Форма кривой намагничивающего тока на холостом ходу при номинальном напряжении: 1 – с учетом немагнитных зазоров, 2 – без учета; при напряжении равном $U_{ном} = 10,5 \text{ кВ}$ (а); при напряжении равном $1,1U_{ном} = 11,55 \text{ кВ}$ (б)

Из кривых намагничивающего тока при номинальном напряжении $U_{\text{ном}}$ и $1,1U_{\text{ном}}$ (рис. 3) видно, что при малых кратностях перевозбуждения немагнитные зазоры оказывают сильное влияние на амплитуду и форму кривых тока. С ростом кратности перевозбуждения различия между кривыми уменьшается.

Действующее значение тока холостого хода при номинальном напряжении (0,71 %) примерно соответствует паспортному значению (0,65 %). Разница обусловлена тем, что моделирование велось для крайнего стержня, где намагничивающий ток больше, чем в среднем, а в паспортных данных приводится среднее значение для трех фаз.

Полученные данные позволяют сделать вывод об адекватности модели и применимости для моделирования силового трансформатора в режиме перевозбуждения.

На основе гармонического анализа сигнала намагничивающего тока при варьировании кратности перенапряжения можно назначить уставки функции блокировки дифференциальной защиты трансформатора [7].

Литература

1. *Засыпкин А. С.* Релейная защита трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 240 с.
2. Справочник по проектированию электроэнергетических систем / *В. В. Ершевич* [и др.]. М.: Энергоатомиздат, 1985. 352 с.
3. *Шакиров М.А.* Вектор Пойнтинга и новая теория трансформаторов. Часть 10. Стержневые трансформаторы // *Электричество*. 2020. № 3.
4. Parameter Determination for Modeling System Transients. Part III: Transformers / *R. Walling* [et al.] // *IEEE Transactions on power delivery*. July 2005. Vol. 20. No. 3. PP. 2051–2062.
5. *Яворский Б. М., Детлаф А. А., Лебедев А. К.* Справочник по физике для инженеров и студентов ВУЗов. М.: Оникс, Мир и Образование, 2007. 1056 с.
6. Холоднокатаные электротехнические стали: Справочник / *Б. В. Молотилев* [и др.]. М.: Металлургия, 1989. 168 с.
7. Особенности моделирования силовых трансформаторов в режиме перевозбуждения для анализа поведения дифференциальных защит // *В. А. Наумов* [и др.] // Сборник докладов науч.-техн. конф. РЕЛАВЭКСПО-2021. С.220–229.

Александрова М.И., Иванов Н.Г., Антонов В.И., Наумов В.А.
(Чебоксары, ООО НПП «ЭКРА», ЧГУ)

МОДЕЛЬ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ВЫКЛЮЧАТЕЛЯ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ УПРАВЛЯЕМОЙ КОММУТАЦИИ

Коммутация силового электрооборудования в сети сопровождается переходными процессами, которые в некоторых случаях могут привести к повреждению оборудования и нарушению работы сети. Для предотвращения негативного влияния переходных процессов на электрооборудование используют устройства управляемой коммутации, принцип работы которых заключается в управлении моментом замыкания и размыкания контактов выключателя таким образом, чтобы коммутация произошла в оптимальный момент, характеризующийся низкой интенсивностью переходных процессов [1–4].

Оптимальные фазы коммутации оборудования зависят от типа оборудования (шунтирующий реактор, конденсаторная батарея, трансформатор, линия электропередачи) и схемы соединения, а также от электромеханических характеристик выключателя. При выборе уставок устройства управляемой коммутации удобно опираться на средства моделирования; они позволяют подтверждать оптимальность уставок, выбранных аналитически, и выбрать необходимые уставки в тех случаях, когда аналитический расчет вызывает трудности. Однако в известных средах моделирования электромагнитных переходных процессов (PSCAD, RTDS, Simulink и др.) применяются упрощенные модели выключателей, в которых отсутствует учет электромеханических характеристик, что снижает качество моделирования устройств управляемой коммутации.

В настоящей работе разрабатывается модель высоковольтного выключателя, учитывающая особенности устройств управляемой коммутации силового электрооборудования и пригодная для исследования их алгоритмов.

В идеальном выключателе замыкание электрической цепи наступает строго в момент механического касания контактов t_{elec} (рис. 1). В реальном процессе включения сближение контактов выключателя и снижение электрической прочности межконтактно-

го промежутка происходит с конечной скоростью [5, 6]. В результате электрическая прочность межконтактного промежутка изменяется от максимального значения, когда контакты разведены на максимальное расстояние, до нуля, когда контакты замкнуты. Вследствие этого момент замыкания электрической цепи не совпадает с механическим замыканием контактов; он наступает при пересечении линии электрической прочности межконтактного промежутка с кривой напряжения на контактах выключателя.

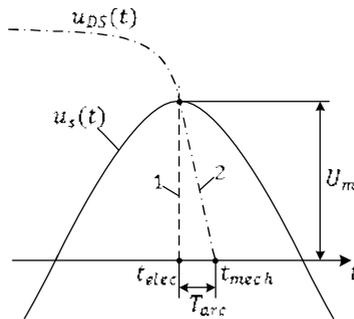


Рис. 1. Влияние RDDS идеального (1) и реального (2) выключателей на момент замыкания электрической цепи: $u_s(t)$ – напряжение питающей системы; U_m – амплитуда питающего напряжения; $u_{DS}(t)$ – электрическая прочность межконтактного промежутка; t_{elec} – момент замыкания электрической цепи; t_{mech} – момент механического замыкания контактов выключателя; T_{arc} – время горения дуги

В общем случае электрическая прочность изменяется нелинейно [0], но на конечном участке имеет практически линейный характер. Скорость снижения электрической прочности промежутка выключателя характеризуется параметром, называемым RDDS (Rate of Decay of Dielectric Strength)

$$RDDS = \frac{u(t_{elec})}{t_{mech} - t_{elec}} \text{ [кВ / мс]},$$

где t_{elec} – момент замыкания электрической цепи (момент зажигания дуги), t_{mech} – момент механического касания контактов выключателя. Для идеального выключателя RDDS равен бесконечности.

В процессе отключения выключателя прерывание тока в цепи происходит вблизи момента перехода кривой тока через нуль, следующего за моментом размыкания контактов выключателя. Электрическая прочность межконтактного промежутка по-

сле гашения дуги восстанавливается до некоторого значения, зависящего от расстояния между контактами. После отключения со стороны коммутируемого оборудования начинает восстанавливаться напряжение, называемое переходным восстанавливающимся (ПВН), вследствие чего напряжение на контактах выключателя может достигать удвоенной амплитуда питающего напряжения. Если к этому моменту контакты выключателя не успевают разойтись на достаточное расстояние, то возникают повторные зажигания дуги и пробои, которые приводят к износу контактов и перенапряжениям в сети.

Изменение электрической прочности при отключении на конечном участке можно представить в виде линейной характеристики (рис. 2). Скорость восстановления электрической прочности промежутка выключателя характеризуется параметром RRDS (Rate of Rise of Dielectric Strength) [8], который может быть представлен зависимостью

$$RRDS = \frac{u(t_{mech})}{t_{elec} - t_{mech}} \text{ [кВ / мс]}.$$

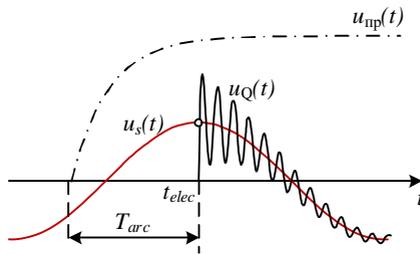


Рис. 2. Пример кривой восстановления электрической прочности $u_{пр}(t)$: $u_s(t)$ – напряжение питающей системы; $u_Q(t)$ – напряжение на контактах выключателя; t_{elec} – момент замыкания электрической цепи; T_{arc} – время горения дуги

Момент прерывания тока может не совпадать с моментом естественного перехода тока через нуль из-за эффекта среза тока. Под срезом тока понимают досрочное прерывание тока до естественного перехода через нуль. В вакуумных выключателях ток среза определяется, главным образом, материалом контактов. Последствием среза тока являются высокочастотные перенапряжения, которые повышают риск возникновения повторных пробоев межконтактного промежутка [9].

Модель выключателя. В среде имитационного моделирования Simulink была разработана модель высоковольтного выключателя, учитывающая динамические характеристики и срез тока (рис. 3).

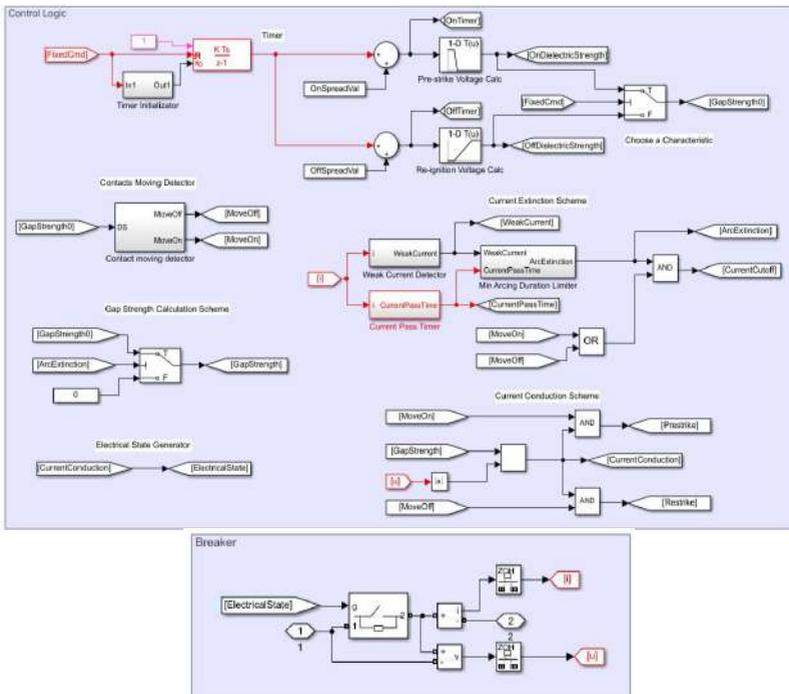


Рис. 3. Имитационная модель выключателя в среде Simulink

Основными элементами модели являются: идеальный ключ; схема управления ключом, содержащая узел расчета значения электрической прочности межконтактного промежутка и узел моделирования эффекта срез тока.

Электрическая прочность межконтактного промежутка рассчитывается по формуле

$$u_{DS}(t) = \begin{cases} u_{DS,on}(t), & \text{если } (Op = On) \text{ и } (|i| > i_{coff}), \\ u_{DS,off}(t), & \text{если } (Op = Off) \text{ и } (|i| > i_{coff}), \\ 0, & \text{если } |i| \leq i_{coff}, \end{cases}$$

где $u_{DS,on}$ и $u_{DS,off}$ – электрическая прочность при включении и отключении соответственно; Op – вид операции (On – включение, Off – отключение); $i_{c,off}$ – значение среза тока.

В модели задаются следующие параметры: частота дискретизации, характеристики снижения и восстановления электрической прочности межконтактного промежутка, разброс времени действия выключателя по закону нормального распределения, ток среза, начальное состояние выключателя и минимальное время горения дуги (рис. 4). Характеристики электрической прочности межконтактного промежутка задаются по точкам. Это позволяет задавать нелинейные характеристики, близкие к реальным характеристикам высоковольтных выключателей.

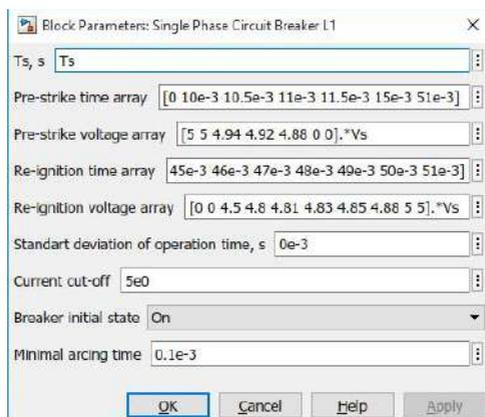


Рис. 4. Блок настройки модели выключателя

На рис. 5 приведен пример осциллограмм напряжения и тока при неоптимальном включении конденсаторной батареи. В момент $t = 0,055$ мс напряжение на межконтактном промежутке превышает напряжение электрической прочности и происходит пробой, сопровождаемый броском тока. В результате пробоя напряжение на контактах выключателя стало равным нулю.

Пример осциллограмм напряжения и тока при неудачном отключении конденсаторной батареи приведен на рис. 6. Из осциллограмм видно, что при пересечении кривой напряжения на контактах выключателя кривой электрической прочности межконтактного

промежутка, показанной пунктирной линией, происходит повторный пробой, сопровождаемый броском тока и высокочастотными колебаниями напряжения на контактах выключателя.

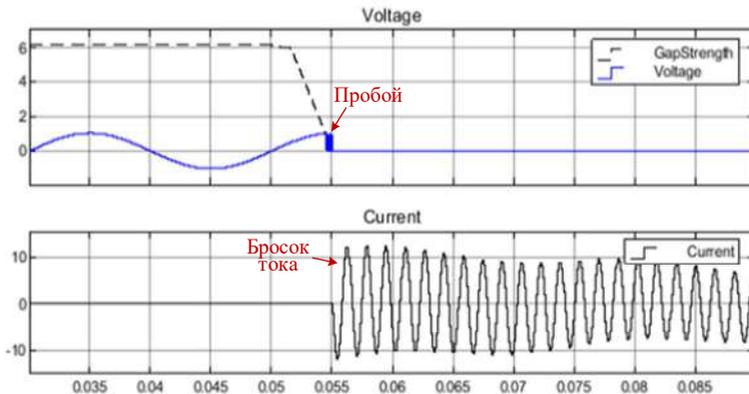


Рис. 5. Осциллограммы напряжения и тока одной фазы при включении конденсаторной батареи

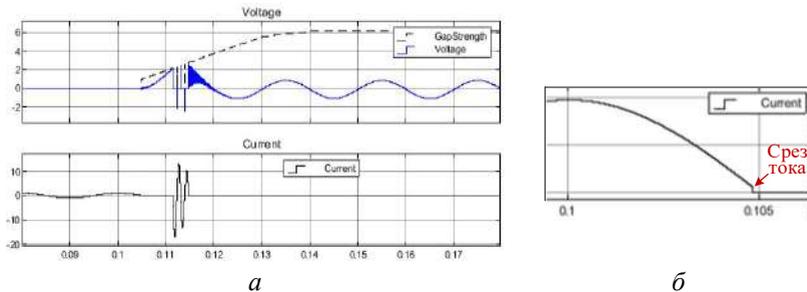


Рис. 6. Результаты моделирования отключения конденсаторной батареи: осциллограммы напряжения и тока одной фазы при отключении конденсаторной батареи (а); срез тока на осциллограмме тока (б)

В разработанной модели учтены основные электромеханические характеристики выключателя (изменение электрической прочности межконтактного промежутка, срез тока), оказывающие существенное влияние на переходные процессы при управляемой коммутации.

Модель высоковольтного выключателя позволяет определять уставки для трехфазного оборудования с электрической

связью между фазами и проверять оптимальность рассчитанных уставок для всех видов оборудования.

Литература

1. Guidelines and best practices for the commissioning and operation of controlled switching projects / *A. Mercier* [et. al.] // CIGRE Technical Brochure No. 757. February, 2019. 369 p.

2. Универсальные принципы управляемой коммутации силового электрооборудования / *М. И. Александрова* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2019. № 1 (34). С. 49–54.

3. An Optimal Strategy for Three-Phase Intelligent Auto-Reclosing of Power Lines with Shunt Reactors / *N. Ivanov* [et al.] // 2020 Ural Smart Energy Conference (USEC), Ekaterinburg, 2020. PP. 31-34. DOI: 10.1109/USEC50097.2020.9281271.

4. Fundamentals of Intelligent Automatic Reclosing of Long-Distance Transmission Lines with Shunt Reactors / *N. G. Ivanov* [et al.] // Russian Electrical Engineering. 2019. Vol. 90. No. 8. PP. 558–564.

5. A unified approach to controlled switching of power equipment / *Benmouyal Gabriel* [et al.] // 44th Annual Western Protective Relay Conference, October 2017.

6. Учёт электромеханических характеристик высоковольтных выключателей в алгоритмах управляемой коммутации линий электропередачи (конденсаторных батарей) / *Н. Г. Иванов* [и др.] // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы XII Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 423–428.

7. *Рашкев В. С., Хоециан К. В., Вишневецкий Ю. И.* Электромеханические характеристики воздушных выключателей серии ВВБ // Электричество. 1975. № 4. С. 41–45.

8. Технология управляемой коммутации и мониторинга выключателей для электроэнергетики и промышленности. Особенности применения и перспективы внедрения / *Д. М. Журавлев* [и др.] // Релейная защита и автоматика энергосистем: сборник докладов XXII конференции. М., 2014. С. 34–42.

9. Optimal Conditions for Controlled Switching of a Three-phase Shunt Reactor / *M. I. Aleksandrova* [et al.] // Power Technology and Engineering. Sept. 2020. No. 3. Vol. 54. PP. 438–443.

Димитриев А.А.¹, Никифоров И.К.¹, Димитриев Р.А.²
(Чебоксары, ¹ЧГУ; ²НОУ «НОЦ «ЭКРА»)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФУНКЦИИ КОНТРОЛЯ ОГРАНИЧЕНИЯ ПЕРЕТОКА МОЩНОСТИ АКТИВНОГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА

Цель исследования – моделирование функции контроля ограничения перетока мощности активного энергетического комплекса и сравнительный анализ традиционного (булевой логики) и нетрадиционного (нечёткой логики Заде) методов управления.

Основная проблема при управлении объектами распределённой энергетики состоит в эффективном и комплексном управлении всем объектом в целом. Эффективное управление распределёнными энергетическими активами микрогрида необходимо для рентабельного производства электроэнергии, поддерживая при этом стабильность сети и эксплуатационную отказоустойчивость [1].

Исследование проводилось для основной функции автоматики микрогрида – функции контроля значения перетока активной мощности внутри микрогрида в программе Matlab Simulink.

Сравнивались два метода управления: классический, основанный на сравнении значения с задаваемым значением (уставкой), а также нечеткологический метод, реализующийся на нечетком математическом аппарате. Для нечеткого управления характерно задание функций принадлежности входных и выходных величин, что позволяет получать более точные управляющие воздействия.

На рис. 1 изображена модель микрогрида – сеть напряжением 10 кВ с нагрузкой, присоединенной к шинам электрической станции. Моделировался резкий провал активной мощности путем отключения нагрузки. Результаты исследования реакции на данное возмущение при разомкнутых методах управления приведены на рис. 2.

Использование нечеткологического метода дает более точные результаты, если контролируемая величина в процессе наблюдения может колебаться или значительно изменяться. Применение новых методов управления объектами распределённой энергетики перспективно и требует дальнейших проработок.

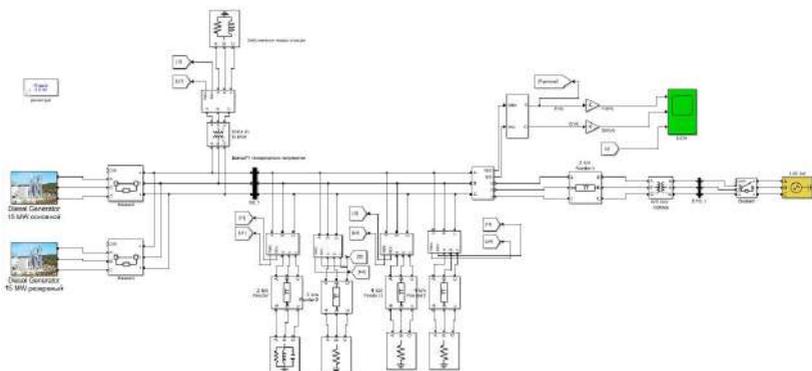


Рис. 1. Модель микрогрида 10 кВ мощностью 30 МВт

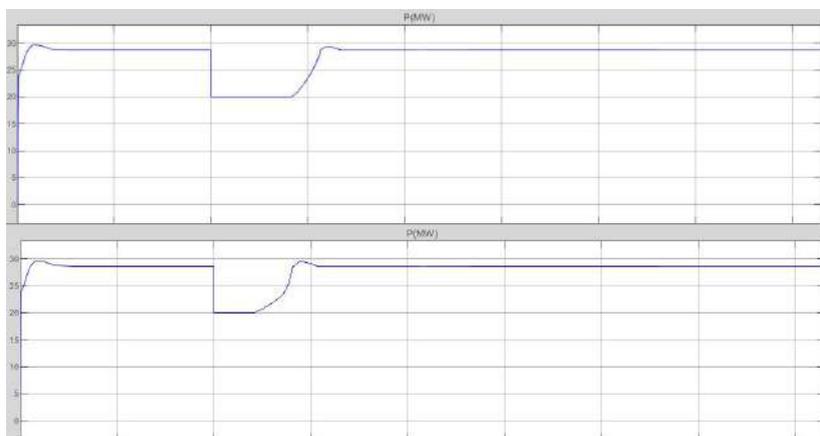


Рис. 2. Результаты моделирования: классический подход к управлению (а); нетрадиционный подход (б)

Литература

Димитриев А. А., Димитриев Р. А., Никифоров И. К. Перспективные методы управления объектами распределенной энергетики // Поколение будущего: сб. избр. статей Международной студенческой научной конференции (Санкт-Петербург, март 2021 г.). СПб.: ГНИИ «Нацразвитие», 2021. 120 с.

Дементий Ю.А., Петряшин А.Е.
(Чебоксары, ООО «Релематика»)

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ СИГНАЛА

В сетях с изолированной нейтралью для компенсации емкостных токов замыканий на землю широкое распространение получили дугогасящие реакторы (ДГР). Для их настройки в резонанс используются устройства автоматики, к которым предъявляются требования по точности настройки, чтобы расстройка компенсации не превышала 1 %. Одним из наиболее продвинутых для измерения расстройки является импульсный метод, заключающийся в анализе сигнала, который представляет собой переходный процесс в контуре нулевой последовательности (КНП), возникающий как реакция системы на искусственно созданное возмущение [1]. Для получения параметров сигнала предлагается использовать искусственные нейронные сети. Известны работы других авторов, в которых использован аппарат искусственного интеллекта для параметрической идентификации [2], в том числе нейронные сети [3]. В данной работе кроме решения задачи параметрической идентификации проводится изучение влияния сложности искусственной нейронной сети (ИНС) на качество ее работы.

Целью данного исследования является получение параметров сигнала, возникающего в КНП в результате возмущающего воздействия, который описывается следующим выражением

$$U(t) = U_{cb} e^{-dt} \sin(\omega_{cb} t + j). \quad (1)$$

Обучение модели производится на обучающей выборке, полученной при подстановке параметров, сгенерированных из равномерного распределения в заданных диапазонах, в уравнение (1). Ее размер составляет 20000 сигналов. Отложенная выборка сгенерирована аналогичным образом, а ее размер равен размеру обучающей.

Параметры сигнала для генерации обучающей выборки задаются в следующих диапазонах:

$$\begin{aligned} 0,1 \text{ В} < U_{cb} < 10 \text{ В}; \quad 5 \text{ о.е.} < d < 100 \text{ о.е.}; \\ 200 \text{ рад/с} < \omega_{cb} < 400 \text{ рад/с}; \quad 0^\circ < j < 2^\circ. \end{aligned} \quad (2)$$

Для нахождения расстройки (4) требуется определение собственной частоты контура, которая вычисляется исходя из частоты свободных колебаний и декремента затуханий анализируемого переходного процесса:

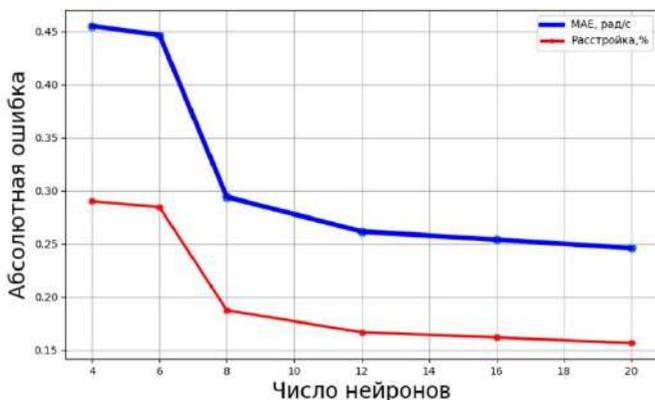
$$w_{cb} = \sqrt{w^2 - d^2}, \quad (3)$$

$$u = \frac{\dot{e}}{\ddot{e}} - \frac{w_{cb}^2}{w_{сети}^2} \frac{\dot{u}}{\ddot{u}} \times 100\%. \quad (4)$$

Данная задача может рассматриваться с точки зрения машинного обучения как задача регрессии, где признакам ставятся в соответствие значения частоты свободных колебаний w_{cb} . В качестве признаков выступают отсчеты сигнала $X_{train} = [U(t_i), U(t_{i+1}), \dots, U(t_n)]$, где $n = 4$ – число отсчётов.

В качестве регрессионной модели, связывающей отсчеты сигнала с частотой, выступает нейронная сеть, сложность которой определяется количеством нейронов в скрытом слое. Оценка работы производится на отложенной выборке с использованием метрики MAE (Mean Absolute Error), представляющей собой среднее значение модулей разностей между фактическими и прогнозируемыми значениями.

График зависимости MAE от сложности модели представлен на рисунке.



Результаты обучения нейронной сети при различной сложности

Как видно из графика, ошибка на тестовой выборке уменьшается с увеличением сложности модели. При уменьшении предсказания частоты для сети с 4 нейронами в скрытом слое, где $MAE < 0,45$ рад/с, значение измеряемой расстройки в соответствии с формулой (4) будет отличаться от истинного не более, чем на 0,28 %. Данная точность является достаточной для работы автоматики УДГР.

Таким образом, применение нейронных сетей для анализа переходных процессов в КНП сети позволяет получать необходимые для расчета расстройки параметры с требуемой точностью при использовании четырёх отсчетов исследуемого сигнала. Для работы автоматики с достаточной точностью измерения расстройки требуется использовать ИНС с четырьмя и более нейронами в скрытом слое.

Повышение сложности модели позволяет существенно уменьшить ошибку для прогнозируемых значений и снизить погрешность определения расстройки до 0,16 %, что позволяет повысить точностные показатели настройки реактора в резонанс с сетью.

Литература

1. *Соловьёв И. В.* Совершенствование управления компенсации ёмкостных токов замыкания на землю в распределительных электрических сетях: автореферат дис. ... канд. техн. наук. Чебоксары, 2018. 24 с.

2. *Дементий Ю. А., Шорников Е. В.* Обучаемый модуль параметрической идентификации сигнала // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: матер. XII Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 395–398.

3. *Кощеев М. И., Славутский Л. А.* Оценка параметров переходных процессов при помощи нейронной сети // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: матер. XII Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 94–98.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ ДУГОГАСЯЩЕГО РЕАКТОРА В БАЗИСЕ МГНОВЕННЫХ ВЕЛИЧИН

В работе представлен метод определения индуктивности ДГР для создания интеллектуального устройства управления автоматикой реактора [1]. В данной работе предложено использование мгновенных значений тока и напряжения реактора для определения его индуктивности.

Мгновенные значения тока и напряжения измеряются вольтметром, включённым во вторичную обмотку реактора, и встроенным трансформатором тока (рис. 1), где r_1 – активное сопротивление первичной обмотки, L_{p1} – индуктивность рассеяния первичной обмотки, r_2 – активное сопротивление вторичной (сигнальной) обмотки, L_{p2} – индуктивность рассеяния вторичной обмотки, R – эквивалентное сопротивление потерь на намагничивание, L – индуктивность намагничивания.

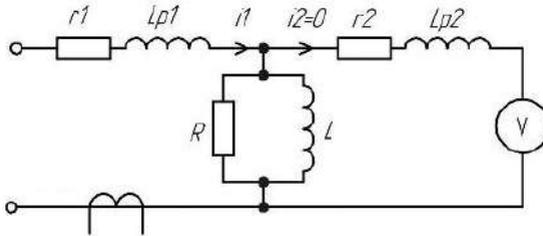


Рис. 1. Схема замещения реактора с подключенным вольтметром и трансформатором тока

Вследствие высокого входного сопротивления вольтметра можно принять ток вторичной обмотки равным нулю. Тогда измеряемые ток и напряжение будут связаны дифференциальным уравнением

$$i_{\Phi}(t) = \frac{u_{\Phi}(t)}{R} + \frac{u(t)}{L}.$$

Для двух моментов времени составляется система уравнений

$$i_{\Phi}(t_1) = \frac{u_{\Phi}(t_1)}{R} + \frac{u(t_1)}{L}, \quad i_{\Phi}(t_2) = \frac{u_{\Phi}(t_2)}{R} + \frac{u(t_2)}{L},$$

где $i(t_1)$, $u(t_1)$, $u(t_1)$ – значения производных тока и напряжения и напряжения в первый момент времени, $i(t_2)$, $u(t_2)$, $u(t_2)$ – значения производных тока и напряжения во второй момент времени.

Решением системы (2) будет искомая индуктивность:

$$L = \frac{u(t_1)u(t_2) - u(t_2)u(t_1)}{i(t_1)u(t_2) - i(t_2)u(t_1)}.$$

Поскольку в данном методе производные тока и напряжения не измеряются, предлагается аппроксимировать производные конечными разностями. Используется несимметричная разность, степень несимметрии которой регулируется коэффициентом k [2]:

$$f'(t) \approx \frac{f(t+h)(1-k) + f(t)(2k-1) - f(t-h)k}{h},$$

где k – степень несимметрии, h – шаг дискретизации.

Предполагается использовать предлагаемый метод в автоматике управления ДГР совместно с импульсным методом измерения расстройки компенсации [3]. Измеряемые напряжение и ток переходных процессов, генерируемых импульсным методом, описываются уравнениями:

$$u = U \sin(\omega t + j) e^{-\alpha t},$$

$$i = \frac{U}{R} \sin(\omega t + j) e^{-\alpha t} + \frac{U}{L} \frac{e^{-\alpha t}}{\omega} \left[\frac{d \sin(\omega t + j)}{dt} - \frac{\omega \cos(\omega t + j)}{d^2 e^{\alpha t} + \omega^2 e^{\alpha t}} \right],$$

где U – амплитудное значение напряжения, ω – частота свободных колебаний, j – начальная фаза колебаний, d – декремент затухания.

На рис. 2 представлена зависимость относительной ошибки вычисления L (dL) от коэффициента k . Как видно на графике, существуют два значения k , при которых достигается нулевая относительная ошибка вычисления L .

На рис. 3 и 4 построены зависимости относительных ошибок вычисления L от коэффициента k для разных значений декремента затухания и частоты свободных колебаний.

Как видно из рис. 3, при увеличении декремента затухания значения k , при которых достигается нулевая относительная ошибка, сдвигаются в сторону нуля, также увеличивается абсолютное значение относительной ошибки.

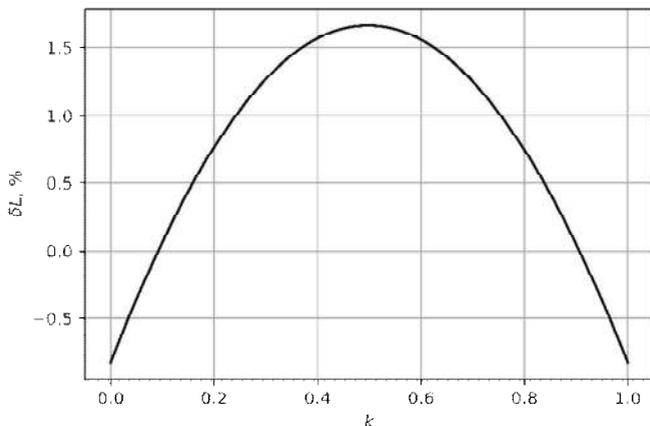


Рис. 2. Зависимость относительной ошибки определения L от k ; $L = 2,5$ Гн

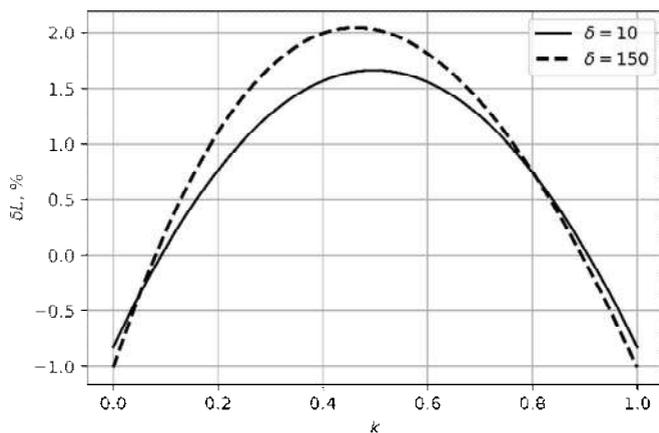


Рис. 3. Зависимость относительной ошибки определения L от k при разных декрементах затухания; $L = 2,5$ Гн

Из рис. 4 видно, что при увеличении частоты свободных колебаний увеличивается абсолютное значение относительной ошибки, а значения k , при которых достигается нулевая относительная ошибка, не изменяются.

Из анализа зависимостей относительной ошибки от k можно сделать вывод, что целесообразно проводить аппроксимацию производных при значениях коэффициента несимметрии k_0 , уменьшающих ошибку вычисления L .

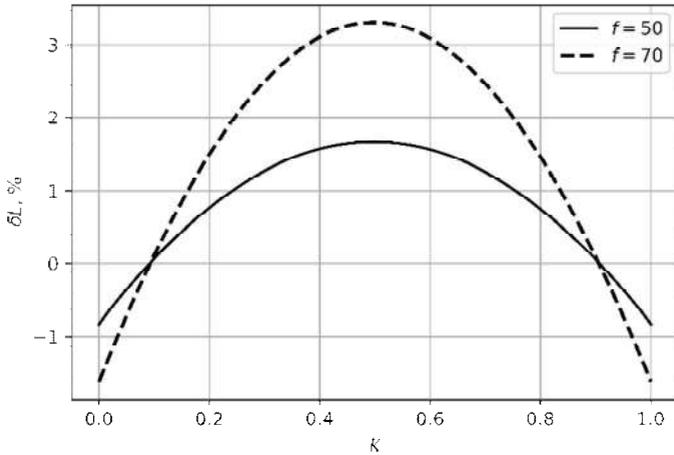


Рис. 4. Зависимость относительной ошибки определения L от k при разных частотах свободных колебаний; $L = 2,5$ Гн.

На рис. 5 показана зависимость относительной ошибки определения L от частоты свободных колебаний и декремента затухания. Как видно, с увеличением частоты свободных колебаний и декремента затухания возрастает и относительная ошибка.

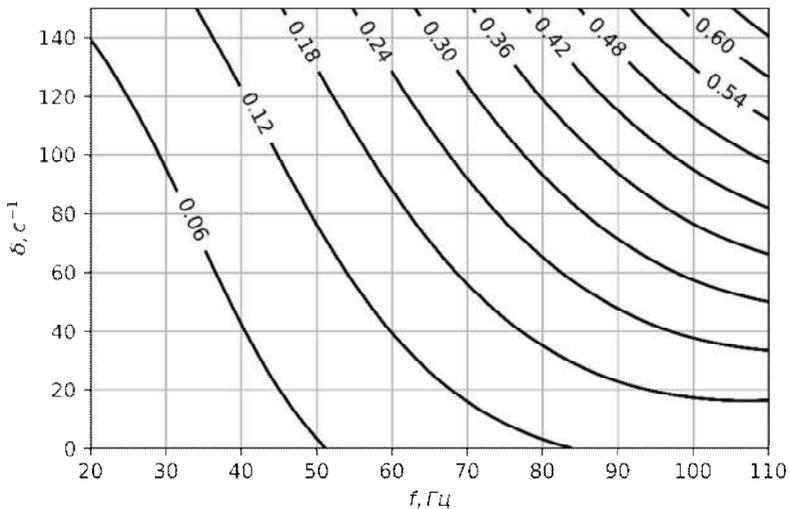


Рис. 5. Зависимость относительной ошибки определения L от частоты свободных колебаний и декремента затухания; $L = 0,1$ Гн

Для расчёта ошибки использовались значения декремента затухания от 0 до 150 с^{-1} и частоты свободных колебаний из диапазона от 20 Гц до 110 Гц. Как видно из рис. 5, относительная ошибка не превышает 1 %, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к автоматике управления ДГР [4].

Таким образом, предложен метод определения индуктивности ДГР, основанный на использовании мгновенных значений тока и напряжения реактора.

Проанализированы зависимости относительной ошибки определения индуктивности от декремента затухания и частоты свободных колебаний. Выявлена возможность уменьшения ошибки определения индуктивности подбором коэффициента несимметрии разностной производной.

Проведено сравнение относительной ошибки определения индуктивности с требованиями, предъявляемыми к автоматике ДГР.

Литература

1. Деметий Ю. А., Шорников Е. В. Совершенствование методов и алгоритмов настройки плунжерных ДГР: обзор методов и постановка задачи // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: Матер. III Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары, 2019. С. 255–261.

2. Тихонов А. Н., Самарский А. А. Уравнения математической физики: учеб. пособие для вузов. 5-е изд. М.: Наука, 1977. 735 с.

3. Соловьёв И. В. Совершенствование управления компенсацией ёмкостных токов замыкания на землю в распределительных электрических сетях: автореферат дис. ... канд. техн. наук. Чебоксары, 2018. 24 с.

4. СТО 34.01-3.2-008-2017. Реакторы заземляющие дугогасящие 6-35кВ. Общие технические требования: стандарт организации: дата введения 28.02.2017 / Публичное акционерное общество «Российские сети».

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ШУМА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНДУКТИВНОСТИ ДУГОГАСЯЩЕГО РЕАКТОРА В БАЗИСЕ МГНОВЕННЫХ ВЕЛИЧИН

В работе представлены результаты анализа влияния шума на точность определения индуктивности L реактора в базисе мгновенных величин. Определение индуктивности L проводится на основании измеряемых тока и напряжения реактора. Измерение мгновенных значений тока и напряжения проводится вольтметром, включённым во вторичную (сигнальную) обмотку, и встроенным трансформатором тока. Поскольку вольтметр обладает высоким входным сопротивлением можно принять ток вторичной обмотки равным нулю. В таком случае измеряемые ток и напряжение будут связаны дифференциальным уравнением

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} + \frac{u'(t)}{L}. \quad (1)$$

Для двух моментов времени составляется система уравнений

$$i(t_1) = \frac{u(t_1)}{R} + \frac{u'(t_1)}{L}, \quad i(t_2) = \frac{u(t_2)}{R} + \frac{u'(t_2)}{L}. \quad (2)$$

Решением системы (2) будет искомая индуктивность

$$L = \frac{u(t_1)u'(t_2) - u'(t_1)u(t_2)}{i(t_1)u'(t_2) - i'(t_2)u(t_1)}. \quad (3)$$

По выражению (3) вычисляются $n-3$ значений индуктивности для всех пар соседних отсчётов, где n – число отсчётов в выборке. Полученные значения индуктивности усредняются для уменьшения влияния шума на результат вычисления.

Поскольку предполагается использовать предлагаемый метод в автоматике управления ДПР совместно с импульсным методом измерения расстройки компенсации [1], измеряемые напряжение и ток переходных процессов можно описать выражениями

$$u = U \sin(\omega t + j) e^{-dt} + n_1(m_s u),$$

$$i = \frac{U}{R} \sin(\omega t + j) e^{-dt} + \frac{U}{L} \left(-\frac{d \sin(\omega t + j)}{dt e^{dt} + \omega^2 e^{dt}} - \frac{\omega \cos(\omega t + j)}{d^2 e^{dt} + \omega^2 e^{dt}} \right) + n_2(m_s i),$$

где U – амплитудное значение напряжения, ω – частота свободных колебаний, j – начальная фаза колебаний, d – декремент затухания,

n_1, n_2 – шумовые компоненты, заданные случайным распределением, m – математическое ожидание распределения шумов, S_u, S_i – стандартные отклонения шумов напряжения и тока.

На рис. 1 и 2 показаны истинная индуктивность L и доверительные интервалы для индуктивности при разных значениях относительного стандартного отклонения шума, частоты свободных колебаний и декремента затухания.

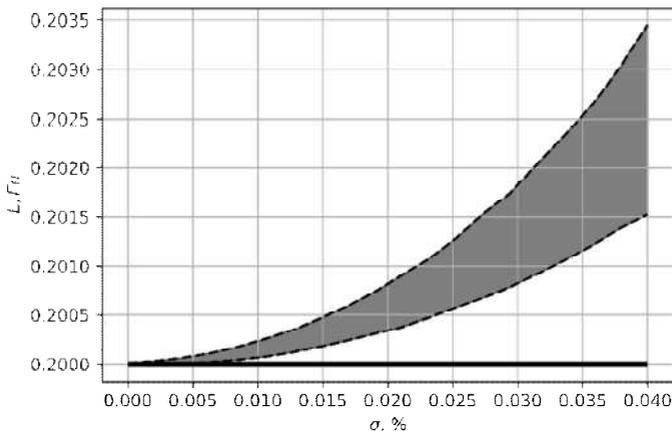


Рис. 1. Доверительный интервал L для разных значений стандартного отклонения шума; $d = 10 \text{ c}^{-1}, f = 50 \text{ Гц}, L = 0,2 \text{ Гн}$

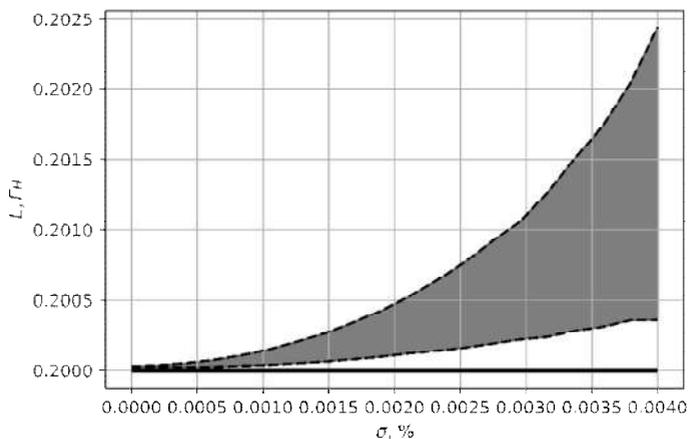


Рис. 2. Доверительный интервал L для разных значений стандартного отклонения шума; $d = 120 \text{ c}^{-1}, f = 80 \text{ Гц}, L = 0,2 \text{ Гн}$

Метод, основанный на использовании выражения (3), показал низкую устойчивость к шуму. Шум приводит к завышению доверительных интервалов индуктивности. Для увеличения устойчивости предлагается модернизировать метод: записать уравнение (1) для всех значений анализируемого сигнала и сформировать систему уравнений

$$i(t_1) = \frac{u(t_1)}{R} + \frac{u(t_1)}{L}, \quad i(t_2) = \frac{u(t_2)}{R} + \frac{u(t_2)}{L},$$

$$\dots$$

$$i(t_n) = \frac{u(t_n)}{R} + \frac{u(t_n)}{L},$$
(4)

где n – количество моментов, для которых возможно аппроксимировать производные тока и напряжения. Система (4) представляет собой переопределённую систему уравнений, решение которой вычисляется по методу наименьших квадратов [2].

На рис. 3 и 4 приведены истинная индуктивность L и доверительные интервалы для индуктивности, определяемой как решение переопределённой системы, при разных значениях величины относительного стандартного отклонения шума, частоты свободных колебаний и декремента затухания.

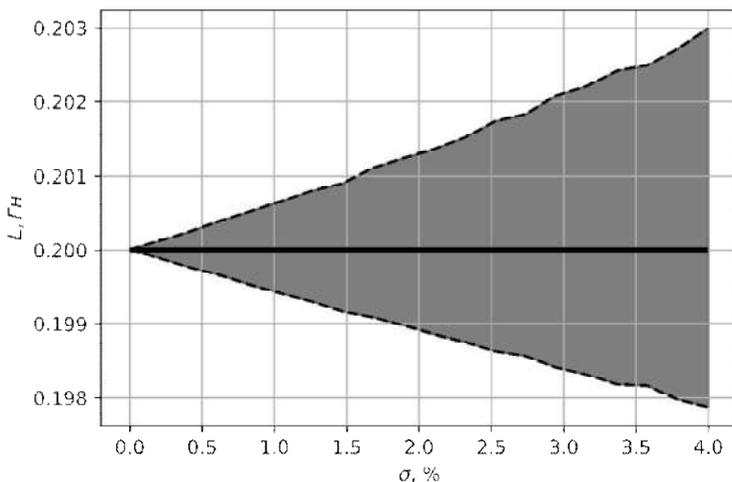


Рис. 3. Доверительный интервал L , определяемой из решения системы (4), от относительного стандартного отклонения шума; $d = 10 \text{ с}^{-1}; f = 50 \text{ Гц}, L = 0,2 \text{ Гн}$

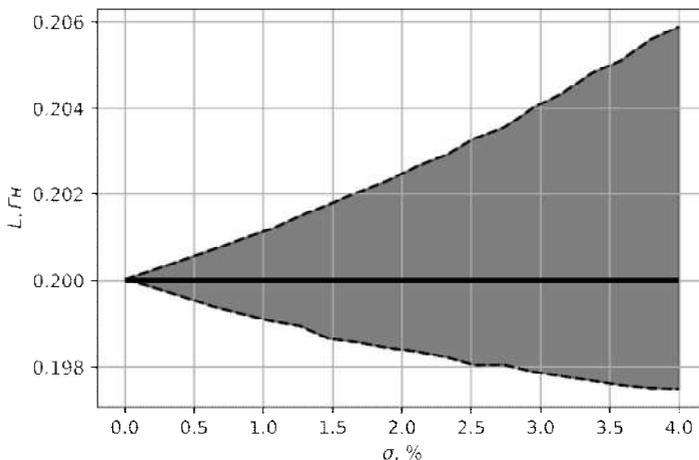


Рис. 4. Доверительный интервал L определяемой из решения системы (4), от относительного стандартного отклонения шума; $d = 120 \text{ с}^{-1}$; $f = 80 \text{ Гц}$, $L = 0,2 \text{ Гн}$

Из анализа рисунков можно сделать вывод, что значение индуктивности, определяемое по выражению (3), более чувствительна к шуму, чем значение, определяемое по методу наименьших квадратов.

Таким образом, проанализировано влияние шума на точность определения индуктивности дугогасящего реактора. Предложен метод на основе решения переопределённой системы уравнений для уменьшения влияния шума на точность определения индуктивности. Проанализирована его эффективность. Построены доверительные интервалы для индуктивности, вычисляемой по приведённому выражению, и индуктивности, вычисляемой по методу наименьших квадратов.

Литература

1. Соловьёв И. В. Совершенствование управления компенсации ёмкостных токов замыкания на землю в распределительных электрических сетях: автореферат дис. ... канд. техн. наук. Чебоксары, 2018. 24 с.
2. Митин И. В., Русаков В. С. Анализ и обработка экспериментальных данных: учеб.-метод. пособие для студ. мл. курсов; Московский гос. ун-тет имени М. В. Ломоносова. 2-е изд. М.: Физический факультет МГУ, 2004. 44 с.

Галимзянов Р.Р.¹, Гаранин С.Г.², Джамагидзе Д.³,
Медведев В.Г.⁴, Петров М.И.⁴
(¹Казань, филиал «Казанские электрические сети»,
²Чебоксары, ООО «НТК Приборэнерго»,
³Грузия, Тбилиси, АО «Теласи»,
⁴Чебоксары, ООО «НИР Энерго»)

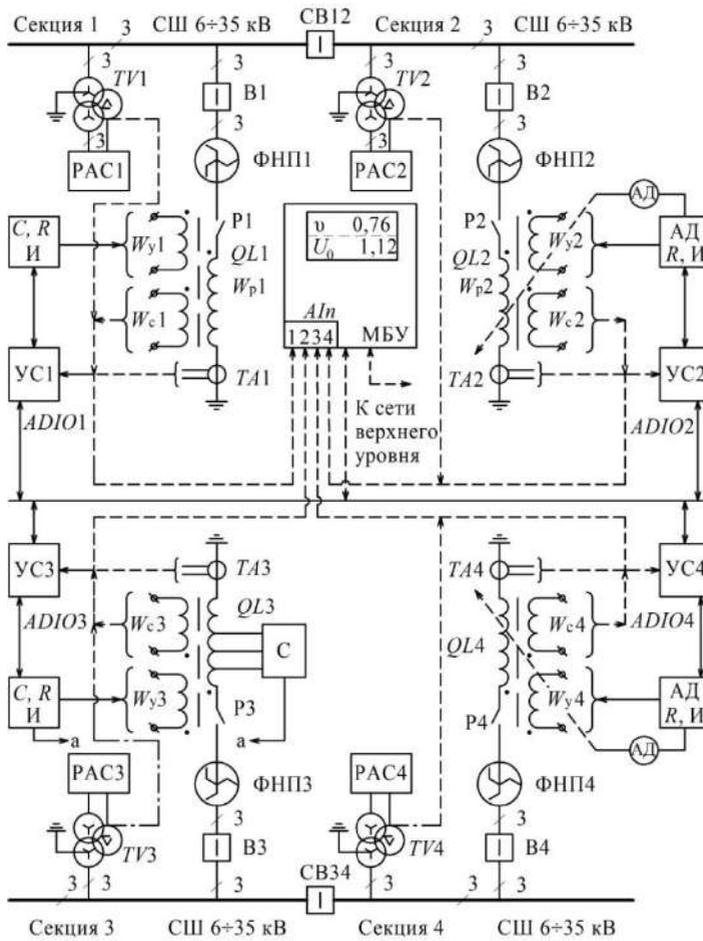
К УПРАВЛЕНИЮ КОМПЕНСАЦИЕЙ ЕМКОСТНЫХ ТОКОВ В СЕТЯХ С РЕАКТОРАМИ РАЗНЫХ ПРИНЦИПОВ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Функционирование системы регулирования управляемого резонансного объекта (УРО) в электрической сети среднего напряжения осуществляется посредством связи между автоматикой, обычно микропроцессорной, и исполнительным механизмом управления индуктивным током дугогасящего реактора (ДГР). Существует большое количество видов ДГР по принципу регулирования тока, эксплуатируемых на объектах энергетики, в том числе гальванически связанной сети или сети с разными уровнями напряжений.

Критерием правильной расстройки контура нулевой последовательности (КНП) сети является резонансное состояние УРО, при котором расстройка контура равна нулю, а напряжение на нейтрали $U_0 = f(\omega_0, L, C, R, d, u)$, где L, C, R , – параметры контура, имеет максимальное значение при $u = 0$ и минимальном значении коэффициента демпфирования d . Малое значение d характерно для сетей с пластмассовой изоляцией или для воздушных линий 35 кВ. По этой причине в данных сетях наблюдаются значительные перекосы фазных напряжений [1].

На рисунке приведена схема электрической сети, состоящая из четырех секций. Причём верхние секции 1 и 2, а также нижние секции 3 и 4 могут работать в объединенной схеме или принадлежать к электрическим сетям разного уровня напряжений, например, 6 кВ и 10 кВ или 6 и 35 кВ. В приведенной схеме ДГР секций $QL1 - QL4$ подключаются к сети посредством заземляющих фильтров ФНП1-ФНП4. В работе рассмотрены варианты систем компенсации на основе ДГР с мелкоступенчатым регулированием посред-

ством подключенных к вторичной обмотке W_y реактора $QL1$ конденсаторной батареи и плунжерного ДГР к секции 2.



Система регулирования УРО

Управление компенсацией третьей секции осуществляется с помощью реактора со ступенчатым регулированием по первичной обмотке и маломощной обмоткой с регулируемой конденсаторной батареей во вторичной обмотке [2]. На четвертой секции установлен ДГР с регулированием рабочего тока посредством изменения немагнитного зазора в сердечнике – аналога ДГР во

второй секции. Причём система разработана таким образом, что каждый реактор снабжен блоком управляемых резисторов, подключаемых к вторичным обмоткам реакторов с целью повышения эффективности системы компенсации [3].

Большинством эксплуатируемых систем компенсации емкостных токов не рассматриваются варианты подключения резисторов как в первичную, так и во вторичную цепь ДГР. Резистор снижает добротность контура, а соответственно, и смещение нейтрали, от которого зависит точность настройки КНП на заданный режим компенсации.

Предложенная система не требует обязательного смещения нейтрали, из-за использования характеристических параметров КНП, а именно, частоты собственных колебаний, добротности для настройки контура с учетом отклонений частоты тока сети относительно рабочей (50 Гц) [4].

В отличие от всех существующих устройств настройки ДГР разных принципов регулирования тока компенсации, рассматриваемая система предназначена для управления всеми установленными в сети ДГР одним микропроцессорным блоком управления МБУ. Для организации управления ДГР четырех секций в штатных шкафах клемм реакторов устанавливаются устройства сопряжения УС1-УС4, состоящие из источника питания, цепей аналогового и дискретного ввода-вывода, вспомогательных цепей. УС соединяются с помощью промышленной сети на основе интерфейса RS-485 и предназначены для работы совместно с МБУ. Указанные УС управляют силовыми элементами исполнительного механизма ДГР – контакторами включения конденсаторов в первичной или вторичной обмотках ДГР и резисторов в цепи вторичной обмотки, а также инъекцией токового сигнала в нейтраль сети, которая необходима для измерения параметров электрической сети. Как правило, шкафы управления компенсацией емкостных токов должны быть укомплектованы щитовыми приборами контроля напряжения нейтрали и тока ДГР. Указанные электрические сигналы с каждой секции, а также напряжения с сигнальных обмоток W_C дугоасящих реакторов QL1 - QL4 подаются на аналоговые входы AIn МБУ.

В данной работе не рассматривался вопрос разработки устройства регистрации аварийных процессов в составе системы

компенсации емкостных токов. При необходимости каждую секцию можно укомплектовать уже имеющими устройствами, или, например, регистраторами РВЦ-801, предназначенными для обслуживания двух секций.

Литература

1. *Ильиных М. В., Сарин Л. И., Ширковец А. И.* Опыт эксплуатации высоковольтных резисторов типа РЗ в сетях среднего класса напряжения // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2008. Специальный выпуск № 1. 134 с.

2. Система дискретного регулирования компенсацией емкостных токов для цифровых подстанций / *А. Базаррагчаа* [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 13-й Всерос.науч. техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. 2019. 478 с.

3. К алгоритмам управления активным током замыкания на землю и добротностью контура нулевой последовательности электрической сети / *И. Р. Баязитов* [и др.] // Кибернетика энергетических систем: Сб. материалов XLII Междунар. науч.-техн. конф. Новочеркасск: ЮРГПУ(НПИ), 2020. 399 с.

4. Пат. 2606952 РФ, МПК H02J 3/18. Способ настройки режима компенсации емкостных токов в электрических сетях / *Данилов Н. В.; Петров М. И.*, заявитель и патентообладатель Данилов Николай Владиславович, Петров Михаил Иванович № 2015127388; заяв. 07.07.2015; опуб. 10.01.2017. Бюл. № 1. 12 с.

Баязитов И.Р.¹, Галимзянов Р.Р.², Главан Л.³,
Медведев В.Г.⁴, Петров М.И.⁴

¹Казань, филиал «Приволжские электрические сети»;

²Казань, филиал «Казанские электрические сети»,

³Кишинев, Республика Молдова, АО «RED Nord»,

⁴Чебоксары, ООО «НИР Энерго»)

К ВОПРОСУ УПРАВЛЕНИЯ КОМПЕНСАЦИЕЙ В РЕЖИМАХ ОДНОФАЗНЫХ ЗАМЫКАНИЙ НА ЗЕМЛЮ

Точность настройки контура нулевой последовательности (КНП) сети при однофазном замыкании на землю (ОЗЗ) или в

процессе перемежающегося дугового замыкания (ДЗ) вместе с ёмкостным током сети является фактором, определяющим тяжесть аварии (выход из строя оборудования, перерыв электропитания потребителей и т.п.).

Одним из наиболее часто применяемых способов снижения уровня перенапряжений при ОЗЗ является подключение параллельно рабочей обмотке ДГР высокоомного резистора R_3 [1]. Выбор сопротивления этого резистора производится из условия $I_R > I_{C1}$, где I_R и I_{C1} – ток, создаваемый резистором в месте замыкания и реактивный ток в месте замыкания, обусловленный включением (отключением) линии с максимальным в данной сети емкостным током соответственно. Два существенных недостатка способа: увеличивает ток в месте пробоя изоляции; имеет место существенное потребление энергии – до сотен кВт при ОЗЗ.

Как правило, коммутация линий с малыми токами не приводит к значительным изменениям расстройки, а представляют опасность линии, емкостный ток которых составляет более 5% и выше. На рисунке приведена часть секции с отходящими линиями и дугогасящим реактором (ДГР).

Фазные ёмкости $C_{\Phi 1}$ и $C_{\Phi 2}$ определяют значения токов замыкания на землю. Существует способ «замены» отключаемых линий трехфазными конденсаторами со схемой соединения «звезда с нулем», постоянно подключенными к сети в ячейке отходящей линии, и мощностью, равной реактивной мощности поперечной реактивной проводимости изоляции. Конденсаторы постоянно подключены к сети и загружают питающий трансформатор реактивным током. Подключение конденсаторов к выводам первичной обмотки или к вторичной обмотке ДГР позволяет упростить задачу управления компенсацией. В качестве «подменяющего» конденсатора можно применить ряд косинусных конденсаторов «нестандартных» для электрических распределительных сетей 6–35 кВ.

Применение указанного способа компенсации полного тока [3] позволяет снизить перегрузки упомянутых устройств при значительных расстройках, возникающих в режимах ОЗЗ при коммутации линий.

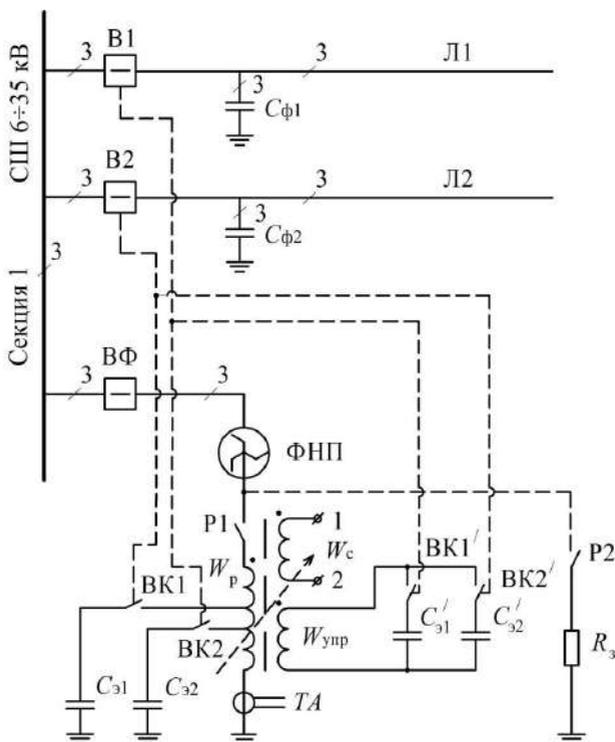


Схема управления режимом компенсации

Литература

1. *Благинин В. А., Кажескин И. Е.* Многокритериальный подход к выбору режима заземления нейтрали в электросетях // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2008. Специальный выпуск № 1. 134 с.

2. Конденсаторы косинусные типа КЭП однофазные и трехфазные [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://kvar.su/katalog/kondensatory-silovye/kondensatory-dlia-sistem-zazemleniia-n> (дата обращения: 25.04.2021).

3. *Еришов А. М.* Разработка и исследование устройств автоматической компенсации активной составляющей тока однофазного замыкания на землю в электрических сетях напряжением 6-10 кВ: дис. ... канд. техн. наук. Свердловск, 1978. 17 с.

Эрдэнэбилэг А.¹, Алтандуулга Б.², Кузьмин А.А.³,
Медведев В.Г.⁴, Петров Е.М.⁴
(¹Монголия, Улан-Батор, АО «НЭПС», ²Улан-Батор,
Министерство энергетики Монголии; ³Новосибирск, НГТУ;
⁴Чебоксары, ООО «НИР Энерго»)

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМЫ КОМПЕНСАЦИИ ЁМКОСТНЫХ ТОКОВ С ДУГОГАСЯЩИМИ РЕАКТОРАМИ СТУПЕНЧАТОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Основной проблемой сетей с компенсацией ёмкостных токов посредством ступенчаторегулируемых дугогасящих реакторов (ДГР), особенно в начальной фазе реализации проекта, является избыток индуктивного тока (характеризуется часто как режим глубокой перекомпенсации) [1]. Второй недостаток данных систем компенсации, к которым и относится сеть передачи мощности 35 кВ ВЭС Салхит, состоит в большой мощности ДГР при малом числе ступеней катушки, что не позволяет настроить катушку с точностью, обеспечивающей снижение кратности перенапряжений при однофазных замыканиях на землю (ОЗЗ), и создать условия их подавления.

Блочная схема сети генерации (0,69 кВ) с 31 генератором, связанные с сетью 35 кВ посредством повышающих трансформаторов мощностью 1,75 МВт каждый, разделена на четыре группы и подключены попарно к ИСШ и ПСШ 35 кВ (рис. 1).

Обмотки 35 кВ трансформаторов Т1.1-Т1.7, Т2.1-Т2.8, Т3.1-Т3.8 и Т4.1-Т4.8, а также передачи энергии в сеть 110 кВ Т1 и Т2 выполнены по схеме «треугольник». Из-за отсутствия «нулевого» вывода у Т1 и Т2, с целью снижения потерь мощности ДГР к сети 35 кВ подключены через первичную обмотку трансформаторов Т3 и Т4. Установленные в сети ДГР $QL1$ и $QL2$ имеют пределы регулирования 43–115 А и семь ступеней переключения.

При известных марках, сечениях и длинах линий присоединений ёмкостный ток ОЗЗ этих линий определяется по формуле

$$I_C = 3 \frac{U_{\text{ном}}}{\sqrt{3}} \omega C_{\text{уд}} L,$$

где $U_{\text{ном}}$ – номинальное напряжение сети; ω – угловая частота, $C_{\text{уд}}$ – удельная ёмкость кабельной линии, L – длина линии.

Ёмкостный ток составляет 34,17 и 29,40 А, остаточный ток в месте замыкания и расстройка компенсации в положении минимальных токов ДГР секций ICШ и ПСШ приведены в табл. 1.

Табл. 1. Ёмкостные токи и расстройка в сети 35 кВ ВЭС Салхит

№ СШ	Режим	$I_{\text{ДГР}}, \text{А}$	$I_{\text{СОЗЗ}}, \text{А}$	$D, \text{А}$	$\nu, \%$
1	раздельный	43	34,17	8,83	25,84
2	раздельный	43	29,40	13,6	46,25

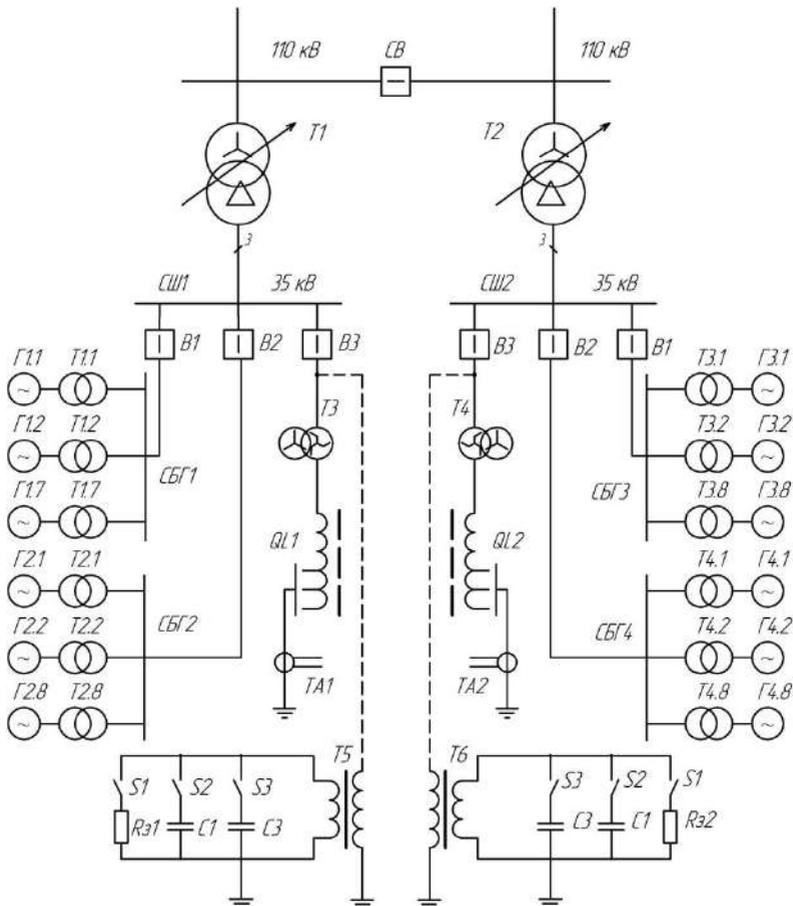


Рис. 1. Схема главных цепей ВЭС Салхит

Исследования перенапряжений в сети 35 кВ при замыкании на землю проведены на модели сети с изолированной нейтралью (п.1, п.3, п.5 табл. 2) в среде программы ЕМТР, с включенным ДГР на ступень 43 А на ІСШ и ІСШ (п.2, п.4), а также в объединённой сети при работе с ДГР ІСШ в положении 68 А (п.6) включением обоих ДГР в положение 1 – 43 А (п.7) и установке. При моделировании были учтены высокая добротность кабелей.

В расчетах кратности перенапряжений при ОДЗ в сети 35 кВ оцениваются по формуле $K_{п} = u_m / U_{ф \max}$, где u_m – максимальное значение напряжения в переходном процессе; $U_{ф \max}$ – амплитуда наибольшего фазного напряжения.

Табл. 2. Уровень перенапряжений в сети 35 кВ

№	Режим нейтрали	Схема сети	Ток замыкания на землю, А	Раскомпенсация, А	Уровень перенапряжений
1	Изолир.	1 ш.	34,17	-	$3,08 U_{ф \max}$
2	Компенс.	1 ш.	34,17	8,83	$3,24 U_{ф \max}$
3	Изолир.	2 ш.	29,40	-	$3,06 U_{ф \max}$
4	Компенс.	2 ш.	29,40	13,60	$3,35 U_{ф \max}$
5	Изолир.	1+2 ш.	63,48	-	$3,16 U_{ф \max}$
6	Компенс.	1+2 ш.	63,48	4,49	$2,82 U_{ф \max}$
7	Компенс.	1+2 ш.	64,48	22,52	$3,45 U_{ф \max}$

Из расчётных данных видно, что минимальная кратность перенапряжений в сети 35 кВ достигается при минимальном токе раскомпенсации 4,49 А, что соответствует расстройке 7,07 % и выходит за рамки допустимого в 5 %. Причём сеть с включенным ДГР с расстройкой выше 10 % подвергается перенапряжениям более высокого уровня, чем с изолированной нейтралью.

Предложенный авторами вариант совершенствования системы компенсации включает дополнительное устройство, включающее однофазный понижающий трансформатор с регулируемой нагрузкой в виде управляемых автоматикой ДГР блока конденсаторов и резисторов [2]. Причём суммарная мощность конденсаторов с емко-

стями, выбираемыми из соотношения 1:2:4:..., выбирается из условия обеспечения резонанса в первичной цепи при изменении ее емкостного тока от 5 А до величины минимального тока катушки. Резистор имеет две ступени регулирования, рассчитанные на обеспечение добротности контура нулевой последовательности в интервале (10-20) в пределах регулирования тока компенсации от пяти Ампер до двухкратного значения ступени с минимальным током уставленного ДГР.

С учетом проведенных мероприятий возможно обеспечение точности настройки контура не хуже 1 % [3], уровень достижимых кратностей при этом не превышает (2,5–2,6) $U_{\text{фmax}}$.

Литература

1. Черников А. А. Компенсация емкостных токов в сетях с незаземленной нейтралью. М.: Энергия, 1974. 96 с.

2. Повышение эффективности систем компенсации емкостных токов замыкания на землю с реакторами со ступенчатым регулированием / А. Базаррагчаа [и др.] // Кибернетика энергетических систем: Сб. матер. ХЛП междунар. науч.-техн. конф. (г. Новочеркасск, 24-26 ноября 2020 г.). Новочеркасск: ЮРГПУ(НПИ), 2021. 407 с.

3. СТО 34.01-3.2-008-2017. Реакторы заземляющие дугогасящие 6-35 кВ. Общие технические требования. Стандарт организации М.: ПАО «Россети», 2017. 22 с.

Гришин Е.В.¹, Засимов Д.С.², Медведев В.Г.³,
Новиков А.Н.⁴, Петров М.И.³

¹Саранск, АО ТФ «Ватт»; ²Пенза, ООО «Сетевая компания»;
³Чебоксары, ООО «НИР Энерго»; ⁴Москва, АО «НТЦ ФСК ЕЭС»)

УПРАВЛЕНИЕ РЕЖИМОМ ЗАЗЕМЛЕНИЯ НЕЙТРАЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ СЕТИ

В основной массе электрические сети среднего напряжения 6–35 кВ работают с изолированной нейтралью, что обусловлено малыми емкостными токами замыкания на землю и отсутствием необходимости компенсации емкостных токов [1]. При токах замыкания, меньших указанных в [1], находит применение заземление

нейтрали через высокоомный резистор, выбираемый из условия

$$I_3 \leq I_R,$$

где I_R и I_3 ток резистора и ток замыкания соответственно.

С переходом в режим резонанса заземлённой нейтрали отказ от высокоомного резистора в цепи нейтрали не является лучшим решением. При наличии в сети замыканий на землю возможны переключения в линиях и связанные с ними изменения емкостного тока замыкания и расстройки компенсации. Расстройки выше 10% емкостного тока сети могут привести к значительным перенапряжениям в сети [2] и часто являются причиной многоместных повреждений оборудования гальванически связанной сети и аварий. Причём током выбираемого резистора в данном случае является реактивный ток в месте замыкания при отключении (включении) линии с максимальным емкостным током замыкания ΔI_3 :

$$\Delta I_3 \leq I_R.$$

На рис. 1, а приведена схема включения резистора R_3 совместно с дугогасящим реактором (ДГР) QL в искусственно созданную посредством трансформатора реактора $\Phi 3$ (ТДГР) нейтраль сети (рис. 1, а) и вариант с регулируемым резистором в цепи вторичной обмотки ДГР с конденсаторной настройкой контура (рис. 1, б).

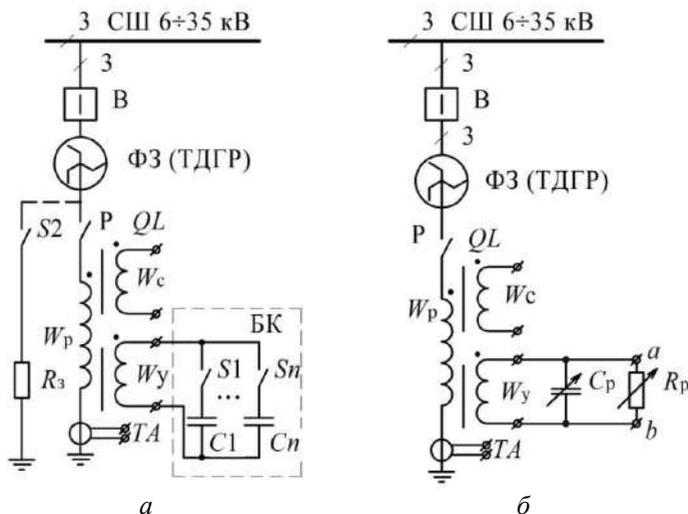


Рис. 1. ДГР и резистор (а), ДГР и управляемый резистор (б)

Реактор в цепи нейтрали может быть любого типа: с изменяемой геометрией сердечника (плунжерный), ступенчатый с отпайками от обмотки; с конденсаторным регулированием, только меняются условия выбора резисторов, которые обусловлены: кратностью регулирования тока реактора, его мощностью, областью решаемых задач.

Плунжерный реактор и реактор с конденсаторным регулированием должны иметь кратность регулирования не менее 10 [3], а у ступенчатого (РЗДСОМ) она, как правило, не превышает 2-3.

Увеличение мощности ДГР не связано со значением тока линии (с максимальным током), потому требования к параметрам резистора соответствуют изложенным выше. Однако в виду большой разности токов смежных ступеней реакторов РЗДСОМ (ЗРОМ), с учетом практической невозможности достижения резонанса и отсутствия контроля расстройки компенсации, ток резистора выбирается с учетом указанных обстоятельств.

Решение задач симметрирования фазных напряжений в нормальном режиме работы сети и создания условий ликвидации дуговых замыканий при всех типах применяемых ДГР требует настройки активного тока, т.е. применения управляемого резистора (рис. 1, б и рис. 2). В настоящее время на ряде подстанций Республики Татарстан, Мордовии и Пензенской области установлено и успешно эксплуатируется оборудование защиты от однофазных замыканий на землю с плавнорегулируемыми реакторами и управляемыми автоматикой ДГР низкоомными резисторами.

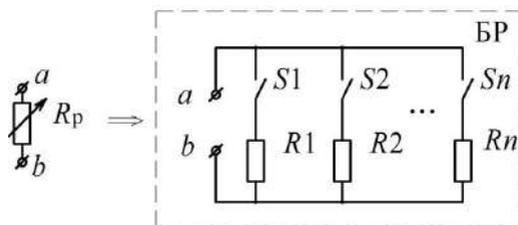


Рис. 2. Схема регулируемого резистора

Литература

1. Правила технической эксплуатации электрических станций и сетей Российской Федерации, РД 34.20.501-2003. М.: СПО ОРГЭС, 2003.

2. Емельянов Н. И., Ильиных М. В., Кудряшов Д. С. О способах подключения высокоомных защитных резисторов для заземления нейтрали сети и их безопасной эксплуатации // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2008. Специальный выпуск № 1. С. 62–68.

3. СТО 34.01-3.2-008-2017. Реакторы заземляющие дугогасящие 6-35 кВ. Общие технические требования. Стандарт организации М.: ПАО «Россети», 2017. 22 с.

Коллэ Р.В.
(Чебоксары, ЧГУ, АО «ЧЭАЗ»)

ИННОВАЦИОННЫЕ УЛУЧШЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАРЯДНО-ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ ПОДСТАНЦИЙ

Основные функции зарядно-выпрямительных устройств (ЗВУ) – поддержание аккумуляторной батареи (АБ) в заряженном состоянии и параллельное питание нагрузки. В современных устройствах оперативного тока подстанций питание нагрузки представляет собой шину, к которой непосредственно подключены три основных элемента: ЗВУ, АБ и нагрузка (рис. 1).

Рассмотренная структура организации оперативного тока сформировалась в 90-е годы прошлого столетия и пришла на смену щитам постоянного тока. Основной причиной такого перехода стало массовое применение вакуумных выключателей и микропроцессорной релейной защиты и автоматики, что значительно снизило потребление оперативного тока на подстанциях.

Требования к современным цифровым подстанциям обуславливают ряд принципов построения энергообъектов:

- обеспечение наблюдаемости объектов;
- автоматизация управления процессами;
- обеспечение снижения потерь электроэнергии;
- повышение надежности электроснабжения.

В данном докладе рассмотрим расширение функций ЗВУ в части подключения потребителей. Для организации подключения и контроля потребителей в существующих проектах применяется комплекс независимых устройств:

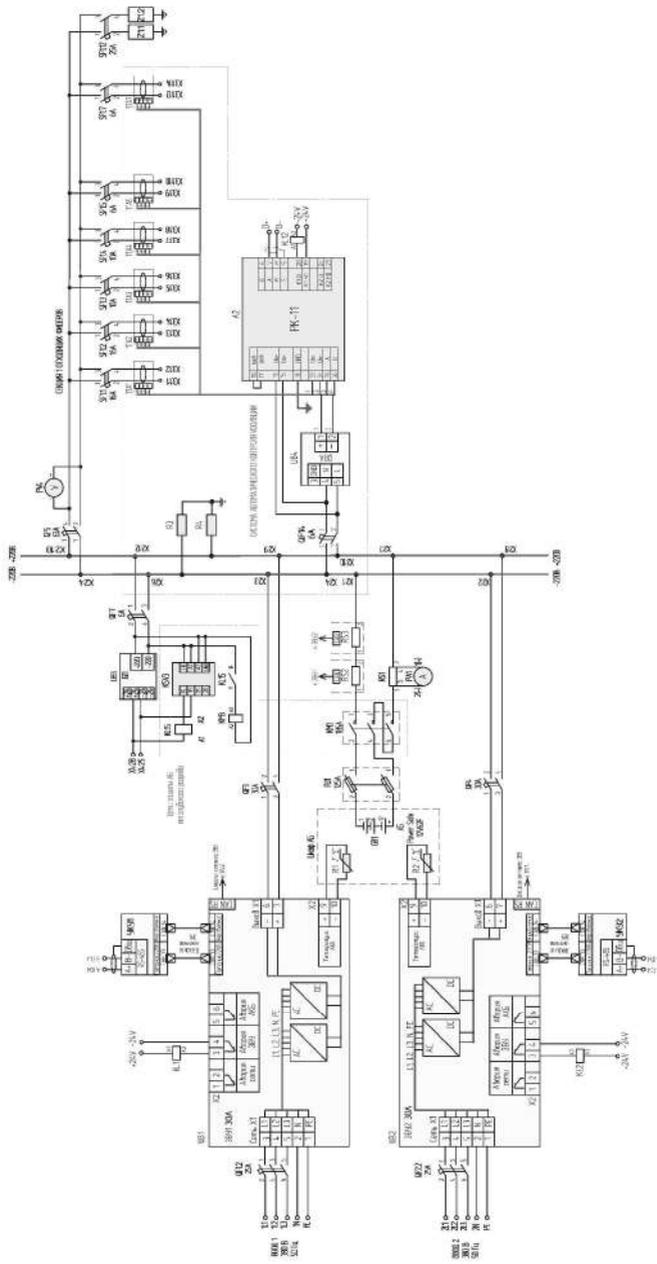


Рис. 1. Стандартная схема устройства оперативного тока с единой шиной

- защитный автоматический выключатель (предохранитель-разъединитель) на секцию оперативного тока;
- защитный автоматический выключатель (предохранитель-разъединитель) присоединения;
- клеммные зажимы;
- блок-контакты состояний автоматических выключателей (предохранителей-разъединителей): включено, отключено, аварийное отключение;
- датчик тока утечки;
- микропроцессорный блок контроля сопротивления изоляции и определения отходящего присоединения по датчикам тока;
- микропроцессорный блок сбора информации с блок-контактов выключателей (предохранителей-разъединителей);
- свето-сигнальная арматура индикации положения и состояния коммутационных аппаратов;
- преобразователи тока и напряжения отходящих присоединений.

Современные цифровые технологии позволили объединить функции указанных устройств в единый интеллектуальный коммутационный блок (ИКБ) из состава зарядно-выпрямительного устройства с применением выносных блоков присоединения и аккумуляторных батарей (рис. 2).

Конструктивно блоки изготавливаются в двух факторах:

- каждый блок в отдельном корпусе с креплением на DIN-рейку;
- модульное исполнение для установки в шкафы с возможностью размещения до 8 блоков присоединения в один модуль.

Блоки имеют кнопку местного управления (включение – отключение) и индикацию состояния: включен, отключен, авария и тест. Включение происходит при удержании кнопки включения в течении 3 с, а отключение при кратковременном нажатии. Измерение тока и напряжения внутри каждого блока позволило расширить функции системы защиты и мониторинга присоединения. Единый интеллектуальный коммутационный блок (ИКБ) дистанционно реализует функции ограничения тока перегрузки и перенапряжения присоединения.

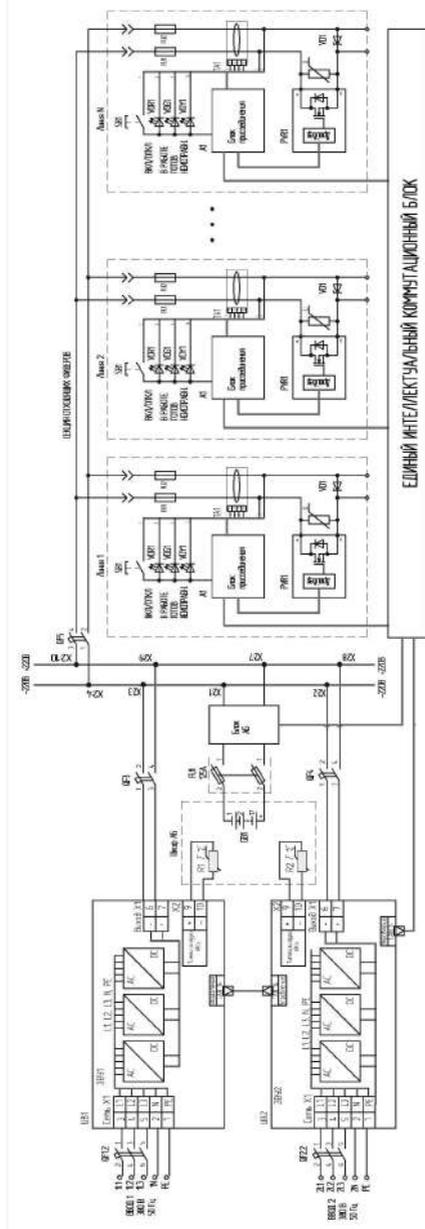


Рис. 2. Инновационная схема устройства оперативного тока с единой шиной

Применение единого ИКБ кроме расширения функциональных возможностей дает сокращение сроков изготовления, количества проводов и монтажных точек, а также позволило увеличить плотность монтажа присоединений.

Выводы.

1. Единый интеллектуальный коммутационный блок с применением выносных блоков присоединения и аккумуляторных батарей включает в себя следующий комплекс модернизаций:

1) замена медленных автоматических выключателей защиты линий на современные цифровые силовые блоки со скоростью срабатывания до 6 мкс;

2) замена разрозненных систем мониторинга на единый комплекс автоматизации зарядно-выпрямительного устройства;

3) унификация блоков присоединения для оперативного ремонта, обслуживания и расширения системы оперативного тока.

2. Эксплуатационные улучшения зарядно-выпрямительных устройств большой мощности для цифровых подстанций с применением единой ИКБ:

1) объединение функций контроля в едином ИКБ позволило сократить расходы на производство и себестоимость конечного изделия;

2) контроль тока и напряжения по каждому присоединению повысило наблюдаемость за энергообъектом;

3) масштабируемость системы оперативного тока на объекте силами собственных специалистов;

4) постоянный мониторинг полного потребления позволил реализовать дополнительные алгоритмы расчета остаточной емкости аккумуляторной батареи и своевременного предупреждения эксплуатации об аварийном отключении;

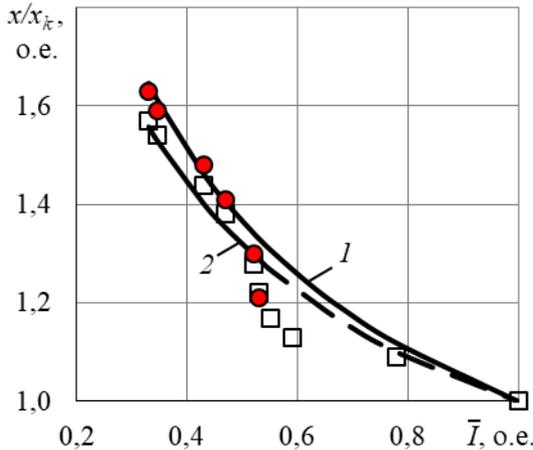
5) новый режим приоритета нагрузки, который позволяет в экстренных случаях отключить потребителей с низким приоритетом;

6) формирование единого архива событий с метками времени, что позволит с высокой точностью восстановить хронологию развития аварийной ситуации на энергообъекте.

ОСОБЕННОСТИ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРОЦЕССОВ В ДУГОВЫХ СТАЛЕПЛАВИЛЬНЫХ ПЕЧАХ

Обычно анализ и оптимизация режимов дуговых сталеплавильных печей (ДСП) проводятся методами теории линеаризированных электрических цепей ДСП. Однако неоднократные исследования показали, что присутствующие в цепях ДСП нелинейности искажают результаты, доводя погрешности по расчету мощности и напряжения до 20–30 %. Их причинами являются: несинусоидальность токов и напряжений из-за нелинейной ВАХ дуг; колебательность режима печи во время плавки; изменение сопротивлений токоподвода при изменении положения электродов и тока печи.

Для определения закономерности изменения индуктивного сопротивления печи при протекании по цепи печи несинусоидального тока были произведены расчеты токов и напряжений при горении дуги с учетом экспериментальных параметров ВАХ. Полученные результаты (рисунок, кривая 1) сравнивались с данными, полученными на действующих ДСП-100 (кривая 2) [1].



Зависимости относительного индуктивного сопротивления от относительного тока, построенные по данным, полученным при расчетах (кривая 1) и на действующих ДСП-100 (кривая 2);

красные точки определяют влияние колебательности

При сравнении результатов следует отдельно рассматривать два диапазона изменения относительных токов.

Диапазон токов $I/I_K \leq 0,5-0,55$ используется в период расплавления металла, когда растет напряжение зажигания дуги, появляется и растет пауза тока со значительным ростом высших гармоник. При этом расчетная кривая изменения индуктивного сопротивления цепи описывается известной зависимостью

$$\frac{x}{x_K} = \frac{\alpha I \dot{\delta}^{-k}}{\xi I_K \varnothing}$$

со значением $k = 0,4$ и проходит несколько ниже, чем экспериментальная ($k = 0,45$) (рисунок, кривая 2). Это свидетельствует о том, что несинусоидальность токов играет значительную роль в изменении параметров токоподвода. Отличие от экспериментальных данных можно уменьшить (рисунок, круглые точки), используя данные по влиянию на сопротивление цепи колебательности токов печи в начальный период плавки $Dx_{КОЛ}^* = D_I / I^2$, где D_I – дисперсия колебания тока [2].

Диапазон $I/I_K \geq 0,5-0,55$ токов применяется во второй половине плавки и характерен непрерывным горением дуги и сравнительно низким уровнем несинусоидальности тока печи. Заниженные расчетные данные показывают, что влияние искажения тока на сопротивление цепи ограничено и основной причиной изменения индуктивного сопротивления является изменение взаимной индуктивности проводников токоподвода при перемещении электродов.

Литература

1. Эксплуатационное реактивное сопротивление дуговой сталеплавильной лачи / *Н. А. Пирогов* [и др.] // Актуальные проблемы создания дуговых и руднотермических печей. М.: Энергоатомиздат, 1984. С. 12–20.

2. *Мионов Ю. М.* Анализ влияния особенностей горения дуги на параметры электрического режима и технико-экономические показатели дуговых печей // *Электрометаллургия*. 2019. № 6. С. 2–8.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
И КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМ
ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

Требование сохранения формы измеряемых электрических сигналов в системах электроэнергетики при фильтрации их от шумов и помех во входных цепях аналоговых и цифровых устройств релейной защиты и автоматики является одним из важнейших [1]. Как правило, для такой фильтрации используют фильтры низких частот (ФНЧ). ГОСТ 32144-2013 прописывает уровень гармоник напряжения вплоть до 40-го порядка.

В связи с этим сформулируем задачу винеровской фильтрации сигнала на фоне шумов [2]. Передаточная функция такого фильтра представляется через энергетические спектры сигнала $W_x(\omega)$ и шума $W_\xi(\omega)$ как $|K_{opt}(j\omega)| = \sqrt{W_x(\omega) / (W_x(\omega) + W_\xi(\omega))}$. Задача квазиоптимальной винеровской фильтрации измерительных сигналов в системах электроэнергетики решалась для случая гауссовского белого шума [2], решение которой позволяет повысить помехоустойчивость и чувствительность системы измерения.

К задачам другого рода относятся вопросы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) технических систем. Результатом решения задачи повышения ЭМС с помощью квазиоптимальной линейной винеровской фильтрацией будет повышение помехоустойчивости измерительной системы электроэнергетики при работе на фоне импульсных помех.

Спектр усредненных амплитуд напряжения измерительного сигнала на основе ГОСТ 32144-2013 можно представить в форме, приведенной на рис. 1. Импульсная помеха выбрана ЭМС-номограммой в виде случайных импульсов трапецидальной формы со спектром [3]

$$W_\xi(\omega) = \frac{W_{\xi 0}}{(1 + \omega^2 t_1^2)(1 + \omega^2 t_2^2)}.$$

Предложена структурная схема квазиоптимального фильтра (рис. 2), собранного из идеальных ФНЧ1-3 с граничными частото-

тами f_3 , f_1 , f_2 , соответственно и квазиоптимальных фильтров К, КОФ 1 и КОФ 2.

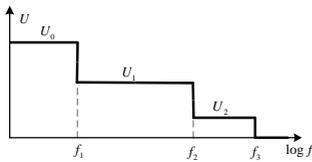


Рис. 1

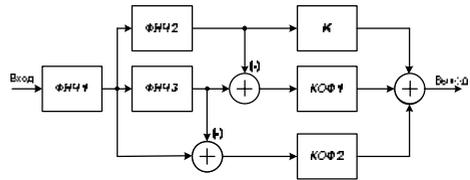


Рис. 2

Построение рассчитанного квазиоптимального фильтра потребует использования трех ФНЧ, двух идеально дифференцирующих звеньев, трёх пропорциональных звеньев, трёх форсирующих звеньев первого порядка, двух апериодических звеньев первого порядка, двух колебательных звеньев, а также трёх сумматоров. Реализация таких цифровых фильтров проводится стандартными методами.

Повышение помехоустойчивости фильтра можно оценить как отношение сигнал-шум при использовании данного фильтра по отношению сигнал-шум при использовании традиционного ФНЧ. Из таблицы следует, что чем больше помеха, тем квазиоптимальный фильтр эффективнее по сравнению с обычным ФНЧ.

Результаты численных расчетов для различных значений отношения величин помехи и сигнала $W_{\xi 0} / W_{x 0}$

$W_{\xi 0} / W_{x 0}$	0,01	0,1	0,5	1,0	2,0	10	100
Q_2 / Q_1 , дБ	0,0026	0,028	0,16	0,36	0,78	3,5	7,87

Литература

1. Михайлов А. Л., Тикушев Ю. Н., Храмов Л. Д. Реле защиты и автоматики, повышение точности измерений и обработка сигналов // Компьютерные технологии и моделирование: сб. науч. трудов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. С. 4–9.

2. Михайлов А. Л., Храмов Л. Д. Квазиоптимальная линейная фильтрация и повышение помехоустойчивости при измерении параметров электрических сигналов // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2017. Т. 8. № 2. С. 79–84.

3. Шваб А. Электромагнитная совместимость. М.: Энергоатомиздат, 1995. 480 с.

Афанасьев В.В., Ковалев В.Г., Тарасов В.А., Туманов Ю.А.
(Чебоксары, ЧГУ)

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕПЛОВОГО НАСОСА ДЛЯ СНИЖЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ОБРАТНОЙ СЕТЕВОЙ ВОДЫ ТЭЦ

Конкурентоспособность ТЭЦ на рынке электрической и тепловой энергии в значительной степени зависит от экономичности ее работы. Одним из перспективных способов повышения эффективности работы ТЭЦ является снижение температуры обратной сетевой воды, которая в большинстве ТЭЦ завышена на 10–15 °С по сравнению с температурным графиком из-за недоиспользования теплоты, отпускаемой потребителям [1]. Основные причины завышенной температуры – устаревшая или загрязненная система отопления, реконструкция ограждающих конструкций с применением современных теплоизоляционных материалов и внедрение автоматического регулирования теплоснабжения на индивидуальных тепловых пунктах зданий и сооружений. Повышение температуры обратной сетевой воды приводит к увеличению давления пара в теплофикационном отборе и к его нережимной работе, КПД которого влияет на работу всей паровой турбины.

Целью работы является исследование возможности использования теплового насоса для снижения температуры обратной сетевой воды на Чебоксарской ТЭЦ-2, которая завышена в среднем на 5 °С. Основным критерием оптимизации при выборе теплового насоса является охлаждение обратной сетевой воды с расходом до 90500 м³/ч до расчетной температуры и последовательный подогрев исходной подпиточной сетевой воды до и после химцеха перед вакуумным деаэратором с расходом до 800 м³/ч. Балансовыми тепловыми расчетами показано, что этим условиям в наибольшей степени удовлетворяют два параллельно включенных абсорбционных бромисто-литиевых тепловых насоса BROAD BDS 2000. Термодинамическими расчетами на математических моделях установлено, что при подключении тепловых насосов в коллектор обратной сетевой воды коэффициенты преобразования насосов составляют $\lambda = 1,9$. Это позволяет одновременно нагреть исходную подпиточную сетевую воду до 70 °С и снизить температуру обратной сетевой

воды на 5 °С. Разработана тепловая схема включения теплового насоса.

Для работы теплового насоса используется пар производственного отбора турбин с температурой 250 °С и расходом 25 т/ч, что позволяет улучшить режим работы турбин типа ПТ за счет дополнительного отбора производственного пара. Использование теплового насоса позволяет нагревать исходную подпиточную воду теплосети полностью без использования подогревателя сетевой воды ПСВ-500-3/23 с неэкономично работающей редуционно-охладительной установкой РОУ-13/1,2.

Для дальнейшего повышения эффективности работы ТЭЦ за счет круглогодичного использования тепловых насосов в тепловой схеме можно предусмотреть дополнительное охлаждение циркулирующей воды в системе градирня-конденсатор для создания более глубокого вакуума в летнее время и нагрева подпиточной воды теплосети, поступающей последовательно в химцех и перед вакуумным деаэратором [2].

Литература

1. Губин В. Е., Матвеев А. С. Совершенствование схем отпуска тепла от ТЭЦ с учетом влияния внешних факторов // Известия ТПУ. 2005. № 5. С. 148–151.

2. Туманов Ю. А., Зубов А. И., Афанасьев В. В. Исследование возможности применения теплового насоса в составе ТЭЦ для повышения эффективности ее работы // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы IV Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 160–165.

Абрамов С.В., Никитина О.О.
(Чебоксары, ЧГУ)

ПОВТОРИТЕЛЬ ИНТЕРФЕЙСА RS-485

Система связи на основе RS-485 передает цифровую информацию по проводам витой пары от передатчиков к приемникам.

Устройства в этой системе могут находиться на расстоянии до 1220 метров друг от друга, а увеличение расстояния между ними требует включения в систему связи повторителей интерфейсов [1].

В работе приводится описание проектируемого повторителя RS-485 с микросхемой приемопередатчика ADM2682E (рис.1), предназначенной для сбалансированных линий электропередачи стандартов ANSI/TIA/EIA-485-A-98 и ISO 8482:1987(E).

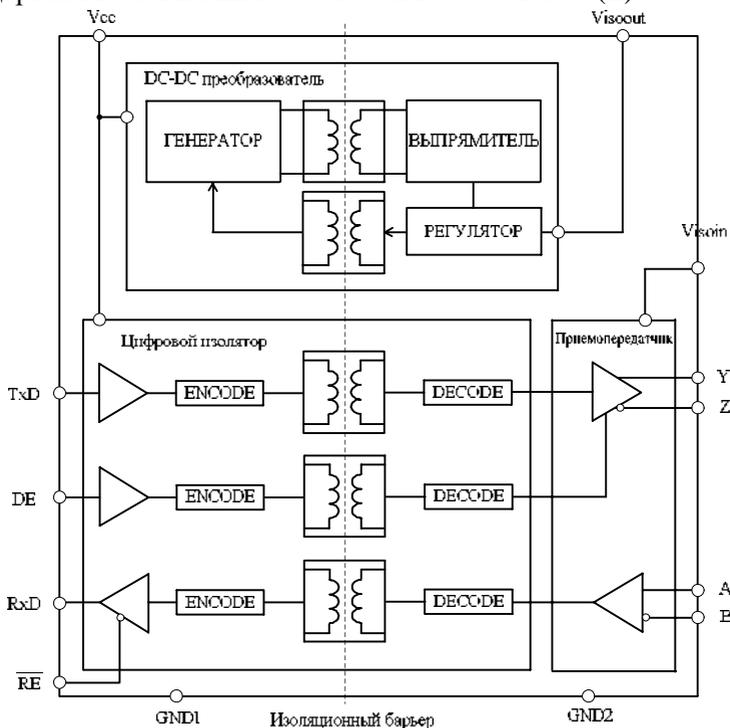


Рис. 1. Структурная схема приемопередатчика ADM2682E

Микросхема ADM2682E имеет возможность переключения выходов в третье состояние (высокого импеданса), а также дополнительные защитные функции: температурное ограничения тока, защиту от коротких замыканий на выходе, защита от превышения рассеиваемой мощности при конфликте шин [2]. При использовании традиционных приемопередатчиков пороговые значения входного сигнала приемника задаются в диапазоне от -200 до $+200$ мВ, при этом необходимо подключить внешние

резисторы смещения на контакты А и В микросхемы (рис. 1). Функция защиты от короткого замыкания устраняет необходимость в резисторах смещения, задавая порог входного сигнала приемника в диапазоне от -30 мВ до -200 мВ [2].

На рис. 2 показана топология печатной платы повторителя интерфейса RS-485. Этап проектирования топологии связан с правильным выбором электрических параметров платы, например, таких как длина, ширина и толщина проводников. Эти параметры влияют на образование в схеме дополнительных паразитных емкостей и индуктивностей, которые в конечном счете могут привести к неправильной работе схемы [3–5].

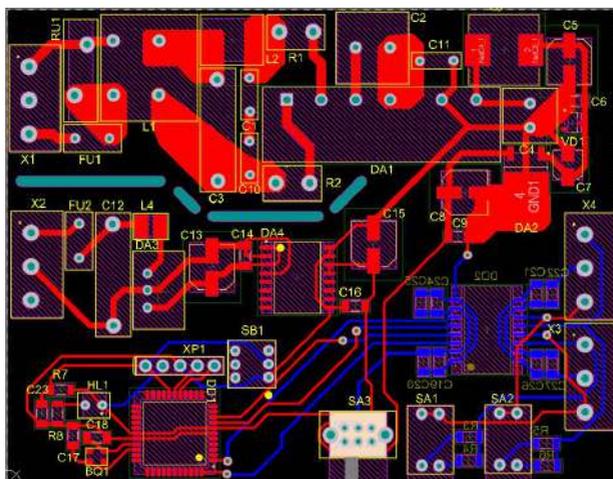


Рис. 2. Топология печатной платы

Печатная плата выполняется на диэлектрическом основании, выполненном из стекловолоконного текстолита (рис. 3). Наличие изолирующего основания с высокой диэлектрической проницаемостью приводит к образованию большой паразитной емкости между двумя проводниками [3–5].

Значение ёмкости определяется по формуле

$$C = 0,12e \frac{l}{\ln \frac{\epsilon 2S}{\epsilon_0 h + t_{II}}} = 0,12 \times 6 \frac{11,9}{\ln \frac{\epsilon 2 \times 0,9}{\epsilon_0 0,05 + 0,5}} = 7,23 \text{ пФ},$$

где ε – диэлектрическая проницаемость материала основания; l – длина взаимного перекрытия проводников, мм; h – толщина печатного проводника, мм; S – ширина зазора между краями печатных проводников, мм; $t_{\text{п}}$ – ширина проводника, мм.

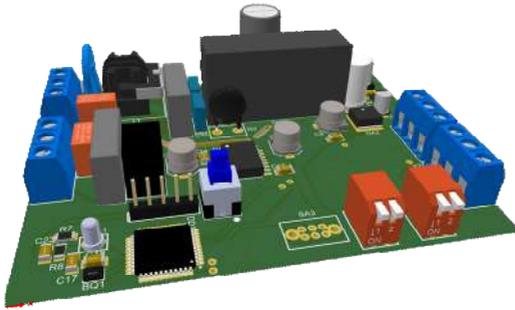


Рис. 3. 3D-модель печатной платы

Паразитная емкость должна быть рассчитана путем выбора участка печатной платы, где расположены два параллельных печатных проводника с минимальным зазором между ними или с большим зазором при большой протяженности параллельных участков. Если максимальное значение паразитной емкости не превышает значение 80 пФ, то общие критерии по трассировке печатной платы соответствуют основным требованиям. В противном случае необходимо увеличить расстояние между проводниками или уменьшить ширину проводников, или уменьшить длину одного из проводников [3–5].

Индуктивность печатного проводника определяется следующим образом:

$$\begin{aligned}
 L &= 2l \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \frac{1}{c} \lg \frac{2,31g}{\varepsilon h + t_{\text{п}}} \frac{\mu_0}{4\pi} + \frac{0,2235}{c} \frac{h + t_{\text{п}}}{l} + 0,5 \frac{\mu_0}{\varnothing} \cdot 0,01 = \\
 &= 2 \times 11,9 \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \frac{1}{c} \lg \frac{11,9}{0,05 + 0,5} \frac{\mu_0}{4\pi} + \frac{0,2235}{c} \frac{0,05 + 0,5}{11,9} + 0,5 \frac{\mu_0}{\varnothing} \cdot 0,01 = \\
 &= 73,045 \text{ мкГн}.
 \end{aligned}$$

По полученным значениям C и L можно вычислить предельную частоту передаваемого сигнала. На высоких частотах проводник можно представить, как LC-фильтр [3–5].

Тогда частота среза LC-фильтра

$$f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\rho\sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \sqrt{73,045 \times 10^{-6} \times 7,23 \times 10^{-12}}} = 6,83 \times 10^6 \text{ Гц.}$$

Полученное значение частоты среза передаваемого сигнала позволит передавать сигнал через повторитель интерфейса со скоростью до 5 Мбит/с.

Литература

1. *Scott Wayne*. Digital Isolators protect RS-232, RS-485, and CAN Buses // Analog Dialogue 39-10. 2005. PP. 1-4.

2. 5 kV rms Signal and Power Isolated RS-485 Transceiver with ± 15 kV ESD Protection ADM2682E. Technical Data [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADM2682E_2687E.pdf (дата обращения: 25.04.2021).

3. Основы конструирования и технологии производства радиоэлектронных средств: Метод. указания к выполнению расчетно-графической работы / Сост. *А. В. Кириллов, В. Г. Медведев, С. Г. Чумаров*. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. 68 с.

4. *Шевкун И. М.* Проектирование топологии печатных плат и интегральных схем [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://elib.bsu.by/bitstream/123456789/8753/4/Тема_5_Проектирование_топологии.pdf (дата обращения: 25.04.2021).

5. *Абрамов С. В.* Проектирование печатных плат импульсных преобразователей постоянного напряжения с учетом возможных помех // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. 2015. С. 231–236.

РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА

Фёдоров Алексей О., Петров В.С., Христофоров В.А.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО «НПП ЭКРА»)

ОСОБЕННОСТИ ОЦЕНКИ ФРОНТОВ ВОЛН В ЗАДАЧАХ ОДНОСТОРОННЕГО ВОЛНОВОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТА ПОВРЕЖДЕНИЯ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Для определения места повреждения (ОМП) в односторонних волновых методах идентифицируют среди всех фронтов волн, возникших в месте измерений, фронт волны, время возникновения которого определяется положением короткого замыкания (КЗ) на линии электропередачи (ЛЭП) (далее – рабочий фронт волны) [1]. Для этого строятся модели электрической сети аварийного режима (ЭСАР). Из всех моделей выбирается та, которая позволяет сформировать оценки значений фронтов волн и времен их возникновения, наиболее близки к значениям фронтов волн и временам их возникновения, определенным по измерениям [2]. На основе выбранной модели ЭСАР идентифицируют рабочий фронт волны и определяют место КЗ. Из вышеизложенного следует, что точность и устойчивость функционирования устройства, реализующего односторонний метод волнового ОМП, напрямую зависит от правильности построения модели ЭСАР.

В модели ЭСАР времена возникновения фронтов волн в месте измерений могут быть оценены при известной скорости распространения волны в волновом канале и пути, пройденного ею от места КЗ [2, 3].

В настоящей работе с использованием модели ЭСАР иллюстрируются особенности оценки фронтов волн, возникающие при одностороннем волновом ОМП. Анализ проводится с использованием составляющих волновых каналов, являющихся контролируемой величиной волнового ОМП [5].

Так как трехфазное и двухфазное КЗ на землю развиваются из однофазного или двухфазного КЗ [6], то в данной работе они не рассматриваются.

Однофазное КЗ. Так как для фазных напряжений u_j , $J = A, B, C$ симметричной ЛЭП справедливо:

$$\begin{pmatrix} \hat{e}^{u_A} \\ \hat{e}^{u_B} \\ \hat{e}^{u_C} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & 1 & 1 \\ -1/2 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{e}^{u_\alpha} \\ \hat{e}^{u_\beta} \\ \hat{e}^{u_0} \end{pmatrix} \quad (1)$$

где u_α , u_β , u_0 – составляющие двух междуфазных и нулевого волновых каналов, и при однофазном КЗ $u_\beta = 0$, то для напряжений $u_{f,j}$ в месте однофазного КЗ (в качестве примера рассмотрим КЗ фазы A) можно записать:

$$u_{f,A} = u_{i,\alpha} + u_{i,0} + u_{r,\alpha} + u_{r,0}, \quad (2)$$

$$u_{f,B} = u_{f,C} = -\frac{1}{2}u_{i,\alpha} + u_{i,0} - \frac{1}{2}u_{r,\alpha} + u_{r,0}, \quad (3)$$

а для токов:

$$\frac{u_{i,\alpha}}{z_{l,\alpha}} + \frac{u_{i,0}}{z_{l,0}} - \frac{u_{r,\alpha}}{z_{l,\alpha}} - \frac{u_{r,0}}{z_{l,0}} = i_{f,A} + i_{t,\alpha} + i_{t,0}, \quad (4)$$

$$-\frac{u_{i,\alpha}}{2z_{l,\alpha}} + \frac{u_{i,0}}{z_{l,0}} + \frac{u_{r,\alpha}}{2z_{l,\alpha}} - \frac{u_{r,0}}{z_{l,0}} = -\frac{i_{t,\alpha}}{2} + i_{t,0}, \quad (5)$$

где $u_{i,\alpha}, u_{i,0}, u_{r,\alpha}, u_{r,0}$ – значения фронтов падающих и отраженных волн напряжения в междуфазном α - и нулевом волновом канале соответственно; $z_{l,\alpha}, z_{l,0}$ – волновое сопротивление ЛЭП междуфазного α - и нулевого волнового канала соответственно; $i_{f,A}$ – значение фронта волны тока КЗ; $i_{t,\alpha}, i_{t,0}$ – значения фронтов преломленных через место КЗ волн тока в междуфазном α - и нулевом волновом канале соответственно.

Кроме того справедливо:

$$u_{f,A} = i_{f,A} R_f = i_{t,\alpha} z_{l,\alpha} + i_{t,0} z_{l,0}, \quad (6)$$

$$u_{f,B} = u_{f,C} = -\frac{1}{2}i_{t,\alpha} z_{l,\alpha} + i_{t,0} z_{l,0}, \quad (7)$$

где R_f – сопротивление в месте КЗ.

Из совместно решения (2)–(7) следует, что:

$$\begin{cases} u_{r,\alpha} = - \frac{2z_{l,\alpha}}{2z_{l,\alpha} + z_{l,0} + 6R_f} u_{i,\alpha} + u_{gen,\alpha}; \\ u_{r,0} = - \frac{z_{l,0}}{2z_{l,\alpha} + z_{l,0} + 6R_f} u_{i,0} + u_{gen,0}, \end{cases} \quad (1)$$

где $u_{gen,\alpha} = - \frac{2z_{l,\alpha}}{2z_{l,\alpha} + z_{l,0} + 6R_f} u_{i,0}$ – значение фронта волны напряжения, возникшей в α -канале при падении на место КЗ волны в нулевом канале; $u_{gen,0} = - \frac{z_{l,0}}{2z_{l,\alpha} + z_{l,0} + 6R_f} u_{i,\alpha}$ – значение фронта волны напряжения, возникшей в нулевом канале при падении на место КЗ волны в α -канале.

В связи с тем, что волны в каналах распространяются с разной скоростью, падать на место КЗ они будут в разное время. Следовательно, процесс образования новых волн в результате их падения на место КЗ нужно рассматривать для каждой падающей волны отдельно. Значения фронтов преломленных волн напряжения могут быть найдены по известным выражениям

$$u_{t,\alpha} = u_{i,\alpha} + u_{r,\alpha}, \quad (2)$$

$$u_{t,0} = u_{i,0} + u_{r,0}. \quad (3)$$

Значения фронтов отраженных и преломленных волн тока в α - и нулевом волновых каналах могут быть найдены с учетом известных соотношений:

$$i_\alpha = \frac{u_\alpha}{z_{l,\alpha}}, \quad (4)$$

$$i_0 = \frac{u_0}{z_{l,0}}. \quad (5)$$

где $u_\alpha = u_{r,\alpha}, u_{t,\alpha}$, $u_0 = u_{r,0}, u_{t,0}$.

Двухфазное КЗ. Так как при двухфазном КЗ (в качестве примера рассмотрим КЗ фаз В и С) волны распространяются только в поврежденных фазах и $u_\alpha = u_0 = 0$, то с учетом (1) для напряжений $u_{f,\lambda}$ в месте двухфазного КЗ можно записать

$$u_{f,B} = -u_{f,C} = u_{i,\beta} + u_{r,\beta}, \quad (6)$$

а для токов

$$\frac{u_{i,\beta}}{z_{l,\beta}} - \frac{u_{r,\beta}}{z_{l,\beta}} = i_f + i_{t,\beta}, \quad (7)$$

Кроме того справедливо

$$u_{f,B} - u_{f,C} = i_f R_f, \quad (8)$$

$$u_{f,B} = -u_{f,C} = i_{t,\beta} z_{l,\beta} \quad (9)$$

Совместное решение (6)–(9) позволяет определить отраженную волну напряжения

$$u_{r,\beta} = - \frac{z_{l,\beta}}{R_f + z_{l,\beta}} u_{i,\beta}. \quad (10)$$

Тогда преломленная волна напряжения

$$u_{t,\beta} = \frac{R_f}{R_f + z_{l,\beta}} u_{i,\beta}. \quad (11)$$

Отраженные и преломленные волны тока могут быть определены по (4).

Из (11) видно, что то при $R_f = 0$ через место двухфазного КЗ волны не преломляются. В связи с чем модель ЭСАР должна быть разделена относительно места КЗ на две независимые части и взята только та из них, которая содержит место измерений. Это позволяет снизить количество оценок фоновых волн и, следовательно, упростить задачу идентификации рабочей волны.

Выводы. В работе показано, что успешная идентификация волны, отраженной от места КЗ, требует учета в модели ЭСАР вида КЗ и его сопротивления. Так при однофазном КЗ необходимо учитывать возможность порождения составляющих в одном волновом канале под воздействием составляющих другого волнового канала. При металлическом двухфазном КЗ модель ЭСАР режима должна быть разделена относительно места КЗ на две независимые части и взята только та из них, которая содержит место измерений. Это позволяет снизить количество оценок фоновых волн и, следовательно, упростить задачу идентификации волны, отраженной от места КЗ.

Литература

1. Locating faults by the traveling waves they launch / *E. O. Schweitzer* [et al.] // 67th Annual Conference for Protective Relay Engineers. 2014. College Station, TX, USA. 2014. PP. 95–110.
2. Theory of single-end traveling wave fault location / *A. Fedorov* [et al.] // 2021 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia. 2021. PP. 1–5.
3. Accurate and economical traveling-wave fault locating without communications / *A. Guzmán* [et al.] // 2018 71st Annual Conference for Protective Relay Engineers (CPRE), College Station, TX. 2018. PP. 1–18.
4. *Попов И. Н., Лачугин В. Ф., Соколова Г. В.* Релейная защита, основанная на контроле переходных процессов. М.: Энергоатомиздат, 1986.
5. *Alekseev V., Petrov V., Naumov V.* Invariance of Modal Transformations of Electrical Values in Traveling Wave Fault Locator // 2020 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia. 2020. PP. 1–5.
6. *Чернобровов Н. В.* Релейная защита. М.: Энергия, 1971.

Аркадьев Д.Э., Фёдоров А.О., Петров В.С.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО НПП «ЭКРА»)

СПОСОБ ЛОКАЛИЗАЦИИ ПОВРЕЖДЕНИЙ ДВУХСТОРОННИМ ВОЛНОВЫМ МЕТОДОМ НА КАБЕЛЬНО-ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Расчет места повреждения \hat{m} двухсторонним волновым методом [1] на однородной ЛЭП базируется на неизменности скорости движения фронта волны v на всем контролируемом участке длиной L :

$$\hat{m} = \frac{1}{2} \hat{e}L + (\hat{t}_1 - \hat{t}_2)v \hat{d}, \quad (1)$$

где \hat{t}_1 и \hat{t}_2 – оценки времен возникновения фронтов волн на концах контролируемой ЛЭП.

Определение места повреждения (ОМП) (1) на кабельно-воздушных ЛЭП (КВЛ) встречает следующие сложности: каждому сегменту КВЛ характерна своя скорость движения фронта волны (рис. 1) и поврежденный сегмент заранее неизвестен.

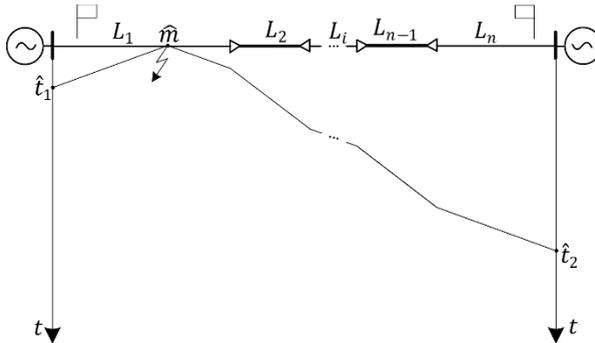


Рис. 1. Диаграмма Бьюлей, поясняющая распространение волн по КВЛ

В настоящем докладе обобщается метод двухстороннего волнового ОМП на КВЛ.

При КЗ на КВЛ заранее неизвестен поврежденный сегмент. В связи с этим даже если учесть разную скорость движения фронта волны на сегментах КВЛ, это не позволяет аналогично (1) сразу определить место повреждения.

Очевидно, что расчет ОМП на КВЛ должен начинаться с идентификации поврежденного сегмента [2]. Для этого сначала формируются оценки времен возникновения фронтов волн на концах КВЛ при КЗ на b -м сегменте (рис. 1):

$$\hat{t}_1 = t_0 + \mathop{\mathring{a}}_{i=1, b^1}^{b-1} \frac{L_i}{v_i} + \frac{\hat{m} - \mathring{a}_{i=1, b^1}^{b-1} L_i}{v_b},$$

$$\hat{t}_2 = t_0 + \frac{\mathring{a}_{i=1}^b L_i - \hat{m}}{v_b} + \mathop{\mathring{a}}_{i=b+1}^n \frac{L_i}{v_i},$$
(2)

где t_0 – время возникновения КЗ; L_i, v_i – длина и скорость распространения фронта волны на i -м сегменте; n – количество сегментов КВЛ.

Далее, решая систему (2), можно получить предполагаемые места повреждений

$$\hat{m} = \frac{v_b}{2} \frac{\hat{e}}{\hat{e}_1} - \hat{t}_2 - \sum_{i=1, b^1}^{b-1} \frac{L_i}{v_i} + \frac{1}{v_b} \sum_{i=1, b^1}^{b-1} \frac{\hat{a}}{\hat{a}_i} L_i + \frac{1}{v_b} \sum_{i=1}^n \frac{L_i}{v_i} \quad (3)$$

где $b = \overline{1, n}$.

За поврежденный сегмент b принимается тот, для предполагаемого места повреждения \hat{m} которого выполняется неравенство

$$\sum_{i=1}^{b-1} L_i \hat{a}_i < \sum_{i=1}^b L_i \hat{a}_i. \quad (4)$$

Следовательно, за истинное место повреждения принимается предполагаемое место повреждения \hat{m} , соответствующее поврежденному сегменту (4).

Пример. Рассмотрим работу предлагаемого способа локализации повреждения.

Рассматривается однофазное КЗ фазы A при $R_f = 0$ Ом и фазе возникновения КЗ 90° на расстоянии 125 км от места установки полукомплекта волнового ОМП на шинах A (рис. 2). Параметры электрической сети: номинальное напряжение электрических систем бесконечной мощности - 220 кВ; длины воздушных линий на контролируемой ЛЭП $LL_2 = LL_4 = 70$ км, длины кабельных линий $LL_3 = LL_5 = 20$ км, длины примыкающих ЛЭП: $LL_1 = LL_7 = 200$ км. Все воздушные ЛЭП имеют удельные параметры прямой последовательности $L = 1,320$ мГн/км, $C = 8,715$ нФ/км, $R = 0,160$ Ом/км, кабельные вставки выполнены кабелем марки 3 *2XS(FL)2Y 127/220 1*3000.

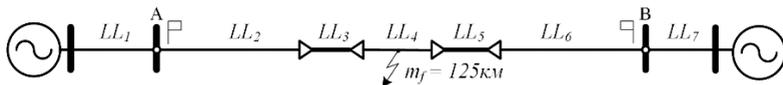


Рис. 2. Схема электрической сети:
места установки полукомплектов показаны флажками

Сигналы фазных токов, записанные полукомплектами, иллюстрируются на рис. 3.

У первых фронтов волн определяются моменты возникновения: $\hat{t}_1 = 0,0654533$ с и $\hat{t}_1 = 0,0654534$ с (рис. 3). После чего рассчитывается расстояние до места повреждения (3)

$$\hat{m}_f = 125,015 \text{ км.}$$

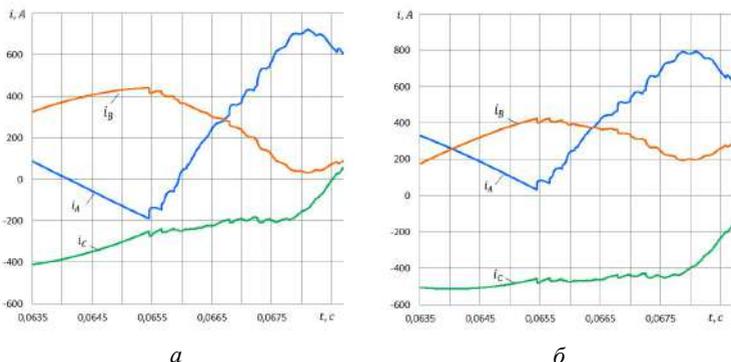


Рис. 3. Фазные токи в месте установки полукомплекта волнового ОМП: измерения на шинах А (а), измерения на шинах В (б)

Предлагаемый способ в рассматриваемом примере имеет низкую погрешность:

$$Dm_f = m_f - \hat{m}_f = 15 \text{ м.}$$

Таким образом, обобщён двухсторонний волновой метод определения места повреждения на кабельно-воздушных ЛЭП. Предложенный метод может использоваться на ЛЭП с любым количеством кабельных вставок.

Литература

1. Limitations of Traveling Wave Fault Location / A. Fedorov [et al.] // 2020 Ural Smart Energy Conference (USEC), Ekaterinburg. 2020. PP. 21–25. DOI: 10.1109/USEC50097.2020.9281153.

2. Marx S., Tong Y., Mynam M. V. Traveling-Wave Fault Locating for Multiterminal and Hybrid Transmission Lines // 45th Annual Western Protective Relay Conference Spokane, October 16–18, 2018.

Степанова Д.А., Антонов В.И., Наумов В.А.
(Чебоксары, ООО НПП «ЭКРА»; ЧГУ)

ПРЕОДОЛЕНИЕ ИЗБЫТОЧНОСТИ ДАННЫХ В УМНЫХ УСТРОЙСТВАХ ЗАЩИТЫ

Режимы, в которых релейная защита должна срабатывать, относят к классу отслеживаемых, а режимы, в которых запреще-

но срабатывать – к классу альтернативных [1]. В интеллектуальных устройствах релейной защиты для распознавания режимов и отнесения их к определенным классам используются классификаторы. Такие устройства релейной защиты обладают развитым интеллектом, создаваемым нейронными сетями глубокого обучения. Они впервые введены в релейную защиту в работе [2], и получили название умных устройств защиты (Smart Protection Device – SPD).

Способность умных устройств защиты к распознаванию режимов электрической сети достигается их обучением [2–6], причем все стадии обучения, включающие в себя формирование обучающей выборки на основе разыгрывания полного множества сценариев имитационного моделирования, выбор опорных прецедентов для глубокого обучения нейронной сети, а также подтверждение эффективности обучения, умное устройство защиты проходит еще на этапе разработки.

Совершенство умных устройств защиты достигается благодаря надлежащей обучающей выборке, ибо недостаточно продуманный подход к ее формированию может привести к взрывному росту размера обучающей выборки нейронной сети, превращая задачу обучения в невыполнимую. Этот вычислительный эффект известен как «проклятие размерности».

Настоящий доклад посвящен изложению стратегии, позволяющей поддерживать необходимый потенциал обучающей выборки, и обеспечить умному устройству защиты требуемый уровень распознаваемости режимов электрической системы.

Постановка задачи. Возможно несколько подходов к исключению избыточности обучающей выборки. Рассмотрим их возможности на примере изменения признакового пространства интеллектуального дискриминатора поврежденных фаз [6], рассчитанного на функционирование в режиме однофазного короткого замыкания на землю.

На рис. 1 показано отображение замеров особой фазы X (признаки отслеживаемых режимов), отстающей $x - 1$ и опережающей $x + 1$ фаз (признаки альтернативных режимов) в признаковом пространстве дискриминатора при имитационном моделировании однофазного короткого замыкания на землю.

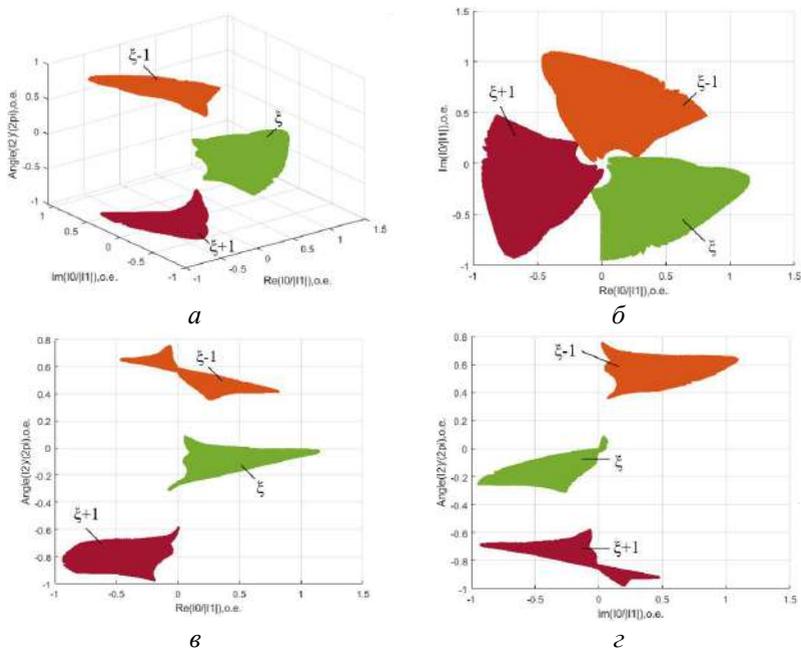


Рис. 1. Отображение замеров дискриминатора при однофазном коротком замыкании в признаковом пространстве (а) и в проекциях (б)–(г) на плоскости. Подпространства замеров дискриминаторов особой, отстающей и опережающей фаз обозначены как χ , $\chi - 1$ и $\chi + 1$ соответственно

Целью обучения интеллектуального дискриминатора является придание ему способности распознавать режимы электрической системы, подразумевающей собой отделение отслеживаемых режимов электрической сети от альтернативных [4-6]. Для достижения этой цели необходимо обеспечить приемлемую мощность обучающей выборки. Но это устремление часто приводит к избыточности данных при обучении дискриминатора. Это значительно усложняет обучение, а иногда делает его практически невозможным. Поэтому необходимо уменьшить размер обучающей выборки, исключая прецеденты, лежащие внутри класса и не оказывающие влияния на принятие решения. Необходимо найти оболочку, окаймляющую признаковое пространство дискриминатора.

Управление размером обучающей выборки. Будем рассматривать подходы к формированию рачительной обучающей

выборки на основе подпространства замеров дискриминатора особой фазы X , уже полученных в результате имитационного моделирования (рис. 1). Необходимо найти границы подпространства путем построения оболочки.

Применение **выпуклой формы** [7] (рис. 2) дает наиболее простой алгоритм построения оболочки.

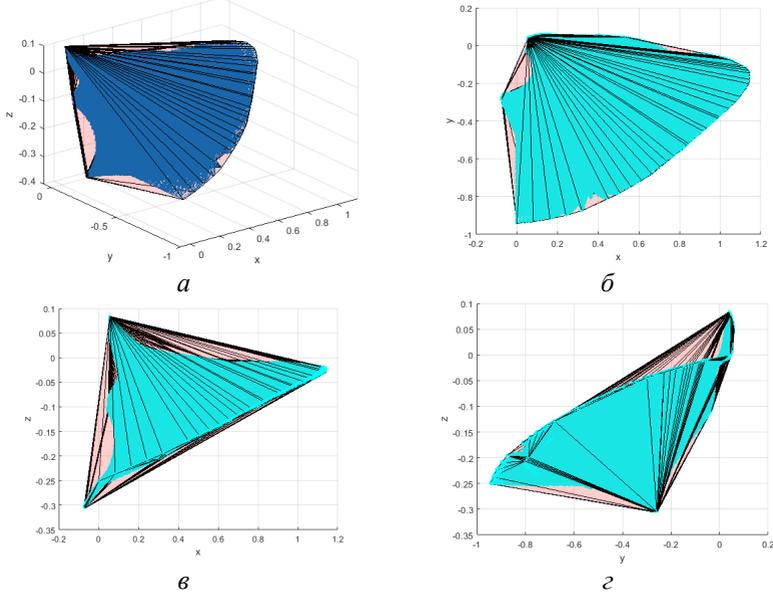


Рис. 2. Оболочка подпространства отслеживаемых режимов, сформированная с помощью выпуклой формы (а), и его проекции (б)–(г) на плоскости

Этот метод формирует выпуклую оболочку с минимальным объёмом, однако даёт переоценку области в пустых местах внутренних изгибов (области, отмеченные светлым фоном) внутри оболочки (рис 2, а), в связи с чем будут получены не все отслеживаемые области. Этот эффект иллюстрирует рис. 3.

Улучшенным вариантом метода является применение **вогнутой формы** [7]. Вогнутая оболочка позволяет учесть внутренние изгибы области прецедентов отслеживаемого режима, в связи с чем улучшается распознавание формы облака (рис. 4). Однако этот метод страдает множественностью решения, определения для одного и того же облака точек нескольких вогнутых

оболочек. Поэтому возможна как переоценка, так и недооценка отслеживаемого режима.

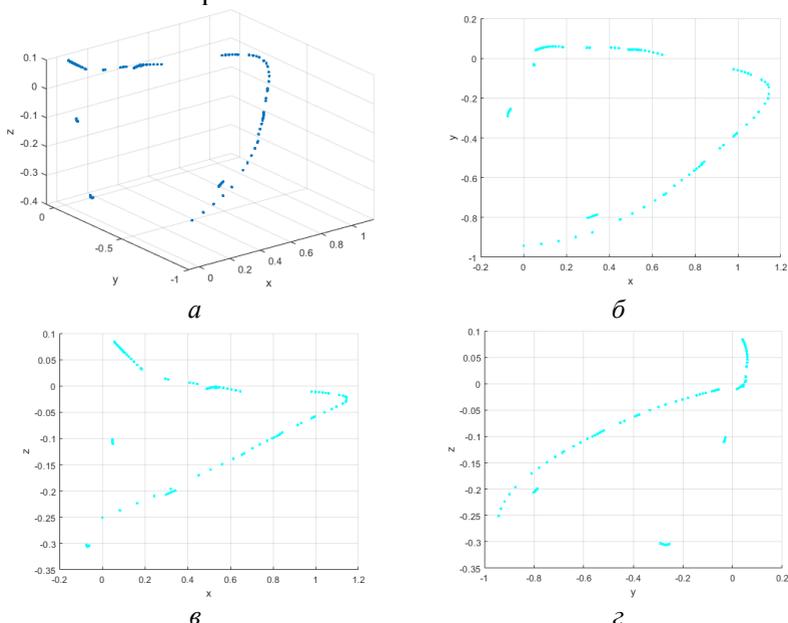


Рис. 3. Граничные точки выпуклой оболочки (а) признакового пространства и их проекции (б)–(г) на плоскости

Более совершенным методом, применяющим для определения наилучшего контура регулирование степени вогнутости, является **альфа-форма** [8-9].

Альфа-форма (рис. 5) фильтрует выпуклую оболочку, полученную с помощью триангуляции Делоне. Конечным результатом триангуляции Делоне является его выпуклая оболочка, содержащая различные треугольники в двумерном представлении облака точек или тетраэдры в трехмерном исполнении. Границы треугольников имеют определенную длину. Идея альфа-форм заключается в удалении некоторых из границ, формирующих пустые области оболочки, обволакивающей облако исходных точек.

Рис. 6 демонстрирует результат применения стратегии формирования обучающей выборки в признаковом пространстве интеллектуального дискриминатора [6] для режима однофазного короткого замыкания на землю.

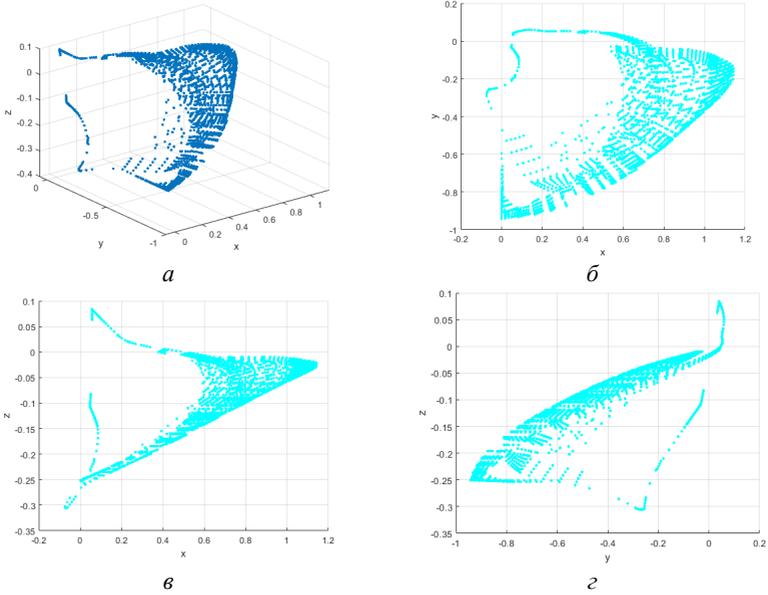


Рис. 4. Граничные точки вогнутой оболочки (*a*) признакового пространства и их проекции (*б*)–(*г*) на плоскости

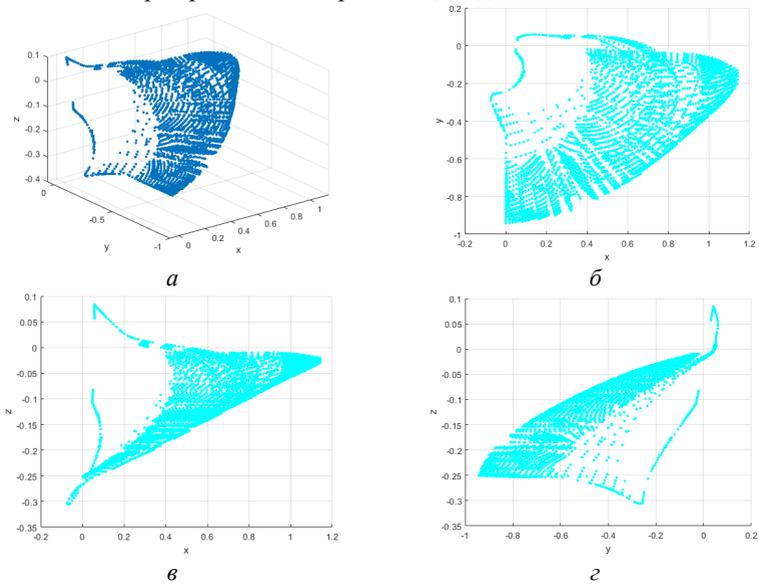


Рис. 5. Граничные точки альфа-формы (*a*) признакового пространства и их проекции (*б*)–(*г*) на плоскости

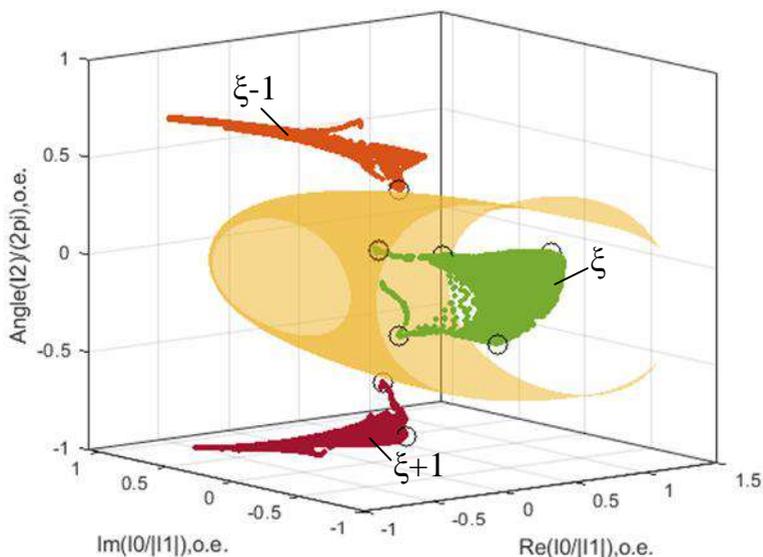


Рис. 6. Настройка признакового пространства интеллектуального дискриминатора в режиме однофазного короткого замыкания на землю. Обозначения соответствуют обозначениям рис. 1; на рисунке кружочками обозначены опорные прецеденты, участвующие в построении оптимальной разделяющей поверхности

Сравнение рис. 4–6 показывает, что оболочка альфа-формы имеет более гибкий контур, учитывающий весь объем облака исходных точек.

Применяемый подход к формированию обучающей выборки позволяет обеспечить информационную достаточность пространства прецедентов для обучения умного устройства защиты.

Выводы

1. Правильно выбранная размерность пространства прецедентов и достаточная мощность обучающей выборки гарантирует однозначность решения задачи классификации режимов электрической системы, приближая интеллект умного устройства защиты нового поколения к его предельным границам.

2. Выявление граничных прецедентов обучающей выборки с помощью методов определения оболочек прецедентов в признаковом пространстве позволяет разрешить проблему «проклятия

размерности». Наилучшую аппроксимацию оболочки прецедентов отслеживаемых режимов, состоящей из граничных прецедентов, дает метод альфа-форм.

Литература

1. *Лямец Ю. Я., Кержаев Д. В.* Иерархия режимов электроэнергетических систем в методологии обучения релейной защиты // Вестник Чувашского университета. 2007. № 2. С. 134–147.

2. *Fundamental Principles of Smart Protection Device / V. Antonov [et al.]* // 2020 Ural Smart Energy Conference (USEC) PP. 130–133. DOI: 10.1109/USEC50097.2020.9281227

3. *Stepanova D. A., Naumov V. A., Antonov V. I.* Deep Learning in Relay Protection of Digital Power Industry // 2019 2nd International Youth Scientific and Technical Conference on Relay Protection and Automation (RPA) PP. 299–315. DOI: 10.1109/гpa47751.2019.8958378.

4. *Степанова Д. А., Наумов В. А., Антонов В. И.* Задачи классификации и глубокого обучения в релейной защите цифровой электроэнергетики // Сб. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов: Материалы конф. в рамках форума РЕЛАВЭКСПО-2019 (Чебоксары, 23–26 апреля 2019 г.). Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 116–122.

5. *Степанова Д. А., Наумов В. А., Антонов В. И.* Фундаментальные основы глубокого обучения в релейной защите // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: Матер. III Междунар. науч.-техн. конф. (Чебоксары, 14–16 ноября 2019 г.). Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 594–601.

6. *Степанова Д. А., Антонов В. И., Наумов В. А.* Основы интеллектуального дискриминатора режимов земляных коротких замыканий в электрической системе // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: матер. науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 134–141.

7. *Коршунов Ю. М.* Математические основы кибернетики: учеб. пособие для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоатомиздат, 1987. 496 с.

8. *Edelsbrunner H., Kirkpatrick D. G., Seidel R.* On the shape of a set of points in the plane // *IEEE Transactions on Information Theory*. 1983. Vol. IT-29. No. 4. PP. 551–559.

9. *Al-Mestarehi B., Obaidat M.* Creating a Complete Model of the Wooden Pattern from Laser Scanner Point Clouds Using Alpha Shapes // *Jordan Journal of Civil Engineering*. 2019. Vol. 13. No. 2. PP. 269–279.

Наумов В.А., Солдатов А.В., Иванов Н.Г.,
Александрова М.И., Степанова Д.А.
(Чебоксары, ООО НПП «ЭКРА»; ЧГУ)

ВЛИЯНИЕ НАСЫЩЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА В ПЕРЕХОДНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ НА ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Дифференциальная защита трансформатора (ДЗТ) является основной быстродействующей защитой силового трансформатора от всех видов коротких замыканий (КЗ). Для правильной работы ДЗТ при внешних и внутренних КЗ уставки защиты отстраиваются от небалансов в установившихся режимах КЗ. Однако опыт эксплуатации показал, что такой принцип настройки ДЗТ не гарантирует селективности и чувствительности защиты в переходных режимах с насыщением трансформаторов тока (ТТ). После нескольких случаев развития аварий, вызванных потерей селективности релейной защиты (РЗ) из-за насыщения ТТ в переходном режиме, был выпущен приказ Минэнерго России № 101 от 13 февраля 2019 г. [1] о необходимости проверки правильности работы РЗ при насыщении ТТ в переходных режимах. Согласно приказу технические характеристики устройств РЗ и автоматики должны содержать сведения о минимально необходимом сроке достоверного измерения значения тока – времени до насыщения, при котором обеспечивается надежная и селективная работа защиты.

В настоящей работе исследуется влияние насыщения ТТ на функционирование ДЗТ при внешних и внутренних КЗ.

Принцип работы ДЗТ. Принцип действия дифференциальной защиты (рис. 1) основан на пофазном вычислении дифференциального тока (i_d) защищаемой зоны и сравнении его с порогом срабатывания:

$$I_d > I_{op}, \quad i_d = i_1 + i_2,$$

где I_{op} – основная гармоника тока срабатывания; i_1 и i_2 – токи сторон защищаемого трансформатора.

ДЗТ состоит из чувствительного дифференциального измерительного органа (ДИО) и дифференциальной токовой отсечки (ДО). Чувствительный ДИО предназначен для выявления развивающихся повреждений с малыми токами. При внешнем повреждении или нарушении нормального режима работы через защищаемый объект протекает большой ток, вызывая увеличение дифференциального тока. Для предотвращения срабатывания от небаланса в этом режиме в чувствительной ступени ДЗТ реализовано торможение, т.е. увеличение тока срабатывания.

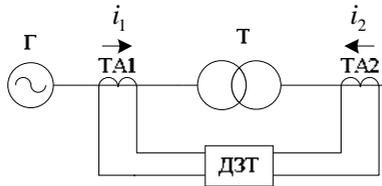


Рис. 1. Схема подключения ДЗТ

Зависимость порога срабатывания от тока внешнего КЗ задается при помощи тормозной характеристики

$$I_{op} = \begin{cases} I_{op,0}, & I_r \hat{=} [0; I_{r0,1}], \\ I_{op}(I_{r0,1}) + K_1(I_r - I_{r0,1}), & I_r \hat{=} (I_{r0,1}; I_{r0,2}], \\ I_{op}(I_{r0,2}) + K_2(I_r - I_{r0,2}), & I_r > I_{r0,2}, \end{cases}$$

где $I_{op,0}$ – ток срабатывания на горизонтальном участке; $I_{r0,1}$ и $I_{r0,2}$ – токи начала торможения первого и второго наклонных участков соответственно; K_1 и K_2 – коэффициенты торможения на первом и втором наклонных участках соответственно.

Тормозной ток вычисляется пропорционально сквозному току:

$$I_r = \begin{cases} \sqrt{I_1'^2 + I_2'^2} \cos(180^\circ - \alpha), & \text{если } \cos(180^\circ - \alpha) \geq 0, \\ 0, & \text{если } \cos(180^\circ - \alpha) < 0, \end{cases}$$

где I_1' и I_2' – приведенные токи первичной и вторичной обмоток соответственно; $\alpha = \angle(I_1', I_2')$ – угол между векторами I_1' и I_2' .

Для надежной отстройки от броска тока намагничивания в ДЗТ используют блокировку, запрещающую срабатывание защиты в режиме броска намагничивающего тока, когда относительное содержание второй гармонической составляющей в дифференциальном токе превышает уставку.

В ДЗТ предусмотрена дополнительная ступень ДО, предназначенная для быстрого отключения КЗ в режимах, когда чувствительная ступень может срабатывать с замедлением, например, из-за насыщения ТТ. ДО срабатывает при превышении основной гармоники дифференциального тока порога срабатывания отсечки ($I_{op,c}$):

$$I_d > I_{op,c}.$$

Функционирование ДЗТ в условиях внешнего КЗ при тяжелых насыщениях ТТ. В настоящее время в энергосистеме используются ТТ с замкнутым магнитопроводом классов 10Р и 5Р. Главной причиной насыщения ТТ в переходных режимах является наличие аperiodической составляющей в первичном токе. Она вызывает «накопление» магнитной индукции и может приводить к насыщению ТТ даже при относительно малой кратности амплитуды тока КЗ. Усугубляет положение и остаточная индукция в магнитопроводе, которая может достигать 85-95% [2] от индукции насыщения, поскольку она значительно сокращает интервал точной трансформации, который может составлять всего несколько мс. Кроме того в переходном режиме насыщение ТТ может наступить даже если в установившемся режиме ТТ работает без насыщения.

Насыщение ТТ приводит к уменьшению амплитуды и искажению фазы основной гармоники вторичного тока (рис. 2). Это приводит к увеличению дифференциального тока и уменьшению тормозного тока в режимах внешнего КЗ и может служить причиной потери селективности защиты. Наиболее тяжелые условия для ра-

боты ДЗТ возникают, когда насыщается ТТ одной из сторон, в то время как ТТ других сторон работают без насыщения.

На рис. 3 приведен типичный годограф дифференциального тока при внешнем КЗ с насыщением одной из сторон ТТ в переходном режиме. Анализ годографа показал следующее:

1. Годограф в переходном режиме попадает в зону срабатывания чувствительной ступени и находится в этой зоне практически до момента выхода ТТ из насыщения. Это создает условия для неселективной работы чувствительной ступени защиты.

2. В течение существенной части времени, когда годограф находится в зоне срабатывания чувствительной ступени, срабатывание этой ступени запрещается блокировкой по второй гармонике. Тем не менее блокировка по второй гармонике не способна обеспечить надежную отстройку от неселективного срабатывания.

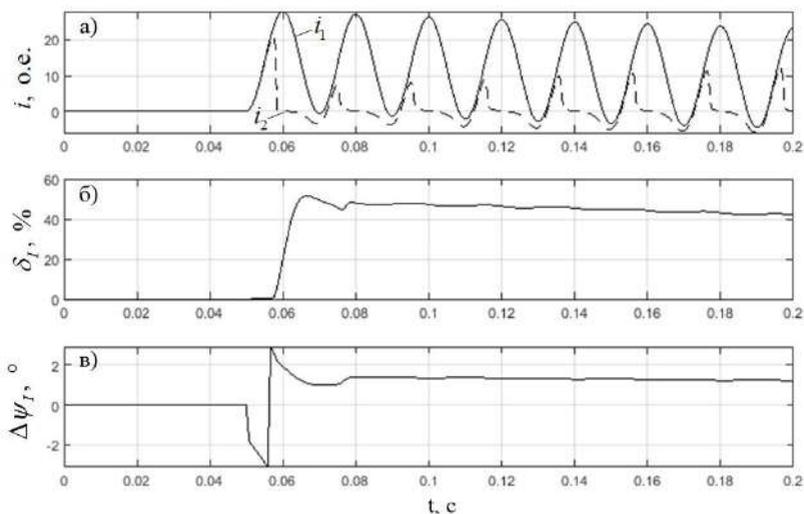


Рис. 2. Токи ТТ при его насыщении в переходном режиме в условиях внешнего КЗ (а); амплитудная (б) и фазовая (в) погрешности ТТ;

i_1 и i_2 – первичный и приведенный вторичный ток ТТ

3. Дифференциальный ток в переходном режиме многократно превышает порог срабатывания чувствительной ступени. В связи с этим представляется невозможной отстройка чувствительной ступени ДЗТ от излишних срабатываний за счет за-

грубления тормозной характеристики с сохранением требуемой чувствительности к внешним КЗ.

4. В установившемся режиме КЗ годограф находится за пределами зоны срабатывания, т.к. тормозная характеристика защиты отстроена от небаланса в этом режиме.

Как видно на рис. 3, статическая тормозная характеристика не позволяет отстроить защиту от срабатывания при насыщении ТТ в переходном режиме. Для сохранения селективности в ДЗТ должен быть предусмотрен специальный алгоритм, обеспечивающий выявление признаков насыщения ТТ в переходном режиме и повышающий пороги срабатывания чувствительной ступени и ДО на время существования этих признаков, или вводящий в действие дополнительный критерий срабатывания.

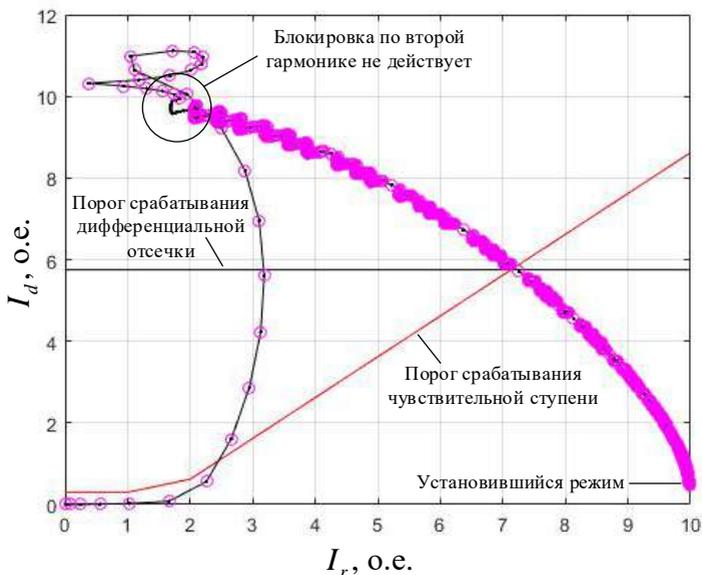


Рис. 3. Годограф дифференциального тока при внешнем КЗ при насыщении ТТ с одной стороны. Кратность тока внешнего КЗ составляет 10 о.е., начальная фаза тока КЗ – 90°, время до насыщения ТТ – 7 мс, постоянная времени апериодической составляющей – 350 мс. Маркерами отмечены точки годографа, в которых действие чувствительной ступени ДЗТ запрещено блокировкой по второй гармонике

Функционирование ДЗТ в условиях внутреннего КЗ при тяжелых насыщениях ТТ. Насыщение ТТ приводит к появлению высших гармоник в дифференциальном токе и снижает уровень дифференциального тока. Высшие гармоники могут приводить к замедлению чувствительной ступени из-за действия блокировки по второй гармонике, а снижение дифференциального тока в переходном режиме может вызывать замедление ДО. В результате насыщения ТТ быстродействие ДЗТ может недопустимо ухудшиться.

Исследования показали, что чувствительная ступень ДЗТ срабатывает всегда, однако при малых значениях времени до насыщения она замедляется из-за действия блокировки по второй гармонике (рис. 4). Длительность замедления чувствительной ступени защиты зависит не от кратности тока КЗ, а от постоянной времени аperiodической составляющей и начальной фазы периодической составляющей тока КЗ. Максимальное замедление наблюдается при максимальной постоянной времени и начальной фазе периодической 90° и может достигать 1,2 с (при постоянной времени $\tau = 350$ мс).

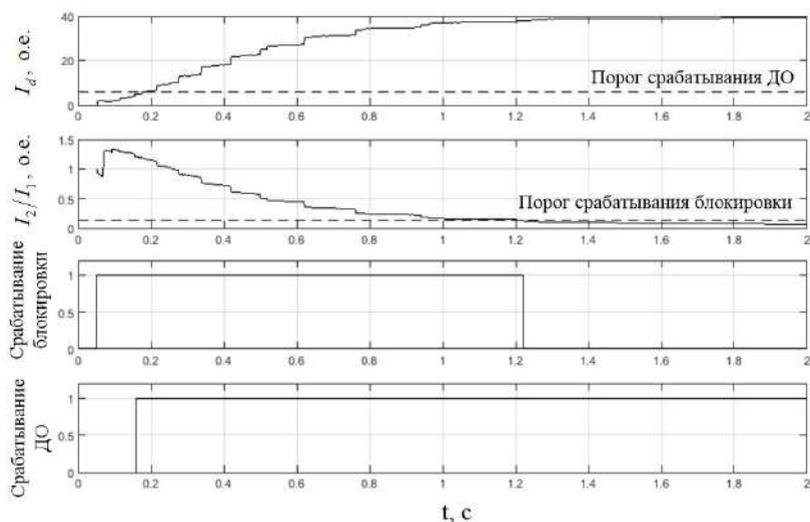


Рис. 4. Иллюстрация замедления чувствительной ступени защиты при внутреннем КЗ

Быстродействие защиты при тяжелом насыщении ТТ призвано сохранить ДО, но в переходном режиме при насыщении ТТ защита может замедляться, т.к. дифференциальный ток может стать меньше порога её срабатывания. Наихудшие условия для работы ДО создаются при минимальной кратности тока КЗ и минимальном времени до насыщения ТТ.

Исследования показали, что время срабатывания ДО, реагирующей на основную гармонику дифференциального тока, полученную при помощи фильтра Фурье, не превышает допустимые 40 мс [3–4] при времени до насыщения не менее 8 мс при кратности тока КЗ 10 о.е. и не менее 5 мс при кратности тока КЗ 40 о.е. (рис. 5). При меньших временах до насыщения ТТ срабатывание ДЗТ при внутренних КЗ может происходить с недопустимым замедлением.

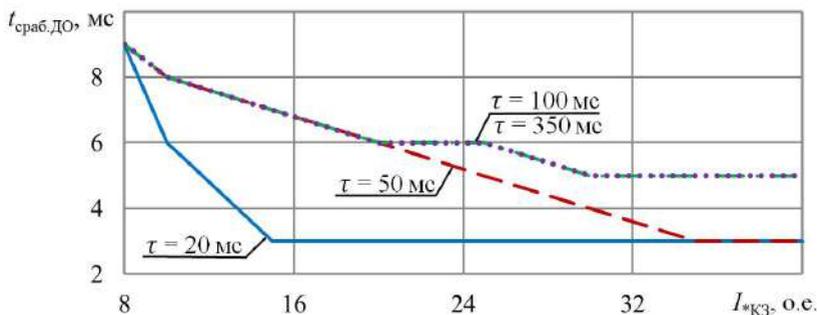


Рис. 5. Зависимость минимального времени до насыщения ТТ, при котором время срабатывания ДО не превышает 40 мс, от кратности тока внутреннего КЗ

Выводы

1. Выбор уставок ДЗТ на основе расчетов установившихся режимов не позволяет гарантировать надежную работу ДЗТ при насыщении ТТ в переходных режимах.

2. Статические тормозные характеристики обеспечивают сохранение селективности защиты при внешних КЗ с насыщением ТТ. Для селективной работы ДЗТ в этих режимах должны предусматриваться специальные алгоритмы, выявляющие признаки насыщения ТТ в переходном режиме и повышающие пороги срабатывания чувствительной ступени и ДО на время существования этих признаков, или вводящие в действие дополнительный критерий срабатывания.

3. Небаланс в переходных режимах при внешних КЗ может существенно превышать ток срабатывания ДО. Для сохранения селективности нужны специальные алгоритмы блокирования отсечки при внешних КЗ.

4. При внутреннем КЗ с тяжелым насыщением ТТ происходит замедление чувствительной ступени ДЗТ на время до 1,2 с. Быстрое отключение повреждения в этих режимах должна обеспечивать ДО. Срабатывание ДО с быстродействием не хуже 40 мс обеспечивается при временах до насыщения ТТ не менее 5-8 мс (в зависимости от кратности тока КЗ).

Литература

1. Приказ Минэнерго России № 101 от 13 февраля 2019 г. об утверждении требований к оснащению линий электропередачи и оборудования объектов электроэнергетики классом напряжения 110 кВ и выше устройствами и комплексами релейной защиты и автоматики, а также к принципам функционирования устройств и комплексов релейной защиты и автоматики 44 с.

2. Determining CT Requirements for Generator and Transformer Protective Relays / R. Chowdhury [et al.] // 46th Annual Western Protective Relay Conference. Spokane, Washington. 2019. PP. 1–14.

3. Засыпкин А. С. Релейная защита трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1989. 240 с.

4. СТО 56947007-29.120.70.241-2017. Технические требования к микропроцессорным устройствам РЗА (с изменениями от 11.12.2019), ПАО «ФСК ЕЭС» 357 с.

Иванов М.О.^{1,2}, Кудряшова М.Н.¹, Солдатов А.В.^{1,2},
Антонов В.И.^{1,2}, Иванов Н.Г.^{1,2}
(Чебоксары, ООО НПП «ЭКРА»¹, ЧГУ²)

ЦИФРОВАЯ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ЗАЩИТА ГЕНЕРАТОРА ОТ ОДНОФАЗНОГО ЗАМЫКАНИЯ НА ЗЕМЛЮ НА БАЗЕ ТЕРМИНАЛОВ ЭКРА 200

Сложность обеспечения селективности и чувствительности защиты от однофазного замыкания на землю (ОЗЗ) статора генератора, работающего на сборные шины, обусловлена наличием гальванической связи с сетью и другими генераторами. С другой стороны,

возникновение ОЗЗ статора генератора не сопровождается значительными изменениями фазных токов, усложняя тем самым задачу достижения необходимой чувствительности защиты.

Традиционные защиты генератора, работающего на сборные шины, разделяют на два типа. К первому типу относятся защиты, контролирурующие основную и третью гармоники тока и напряжения нулевой последовательности. Опыт эксплуатации таких защит показал, что высокий уровень небаланса сети в нормальном режиме может приводить к ложному срабатыванию. К другому типу относятся защиты, принцип действия которых основан на наложении контрольного тока низкой частоты, требующие дополнительного места для установки специального дорогостоящего оборудования [1].

В настоящее время разработана цифровая многопараметрическая дифференциальная защита [2]. Входными сигналами защиты являются фазные токи со стороны нулевых и линейных выводов генератора (рис. 1). Принцип действия защиты основан на пофазном сравнении 3, 5 и 7 гармоник дифференциальных токов. Признаком наличия ОЗЗ, на который реагирует защита, является превышение одной одноименной гармоники фазы над двумя другими одноименными гармониками двух других фаз. Структурная схема защиты приведена на рис. 2.

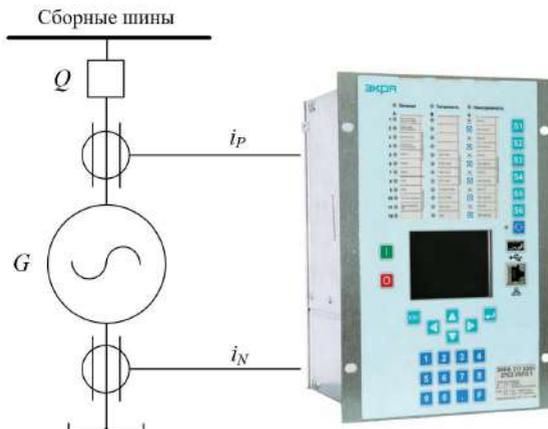


Рис. 1. Принципиальная схема подключения защиты
 i_P и i_N – трехфазные токи со стороны линейных
и нулевых выводов генератора соответственно

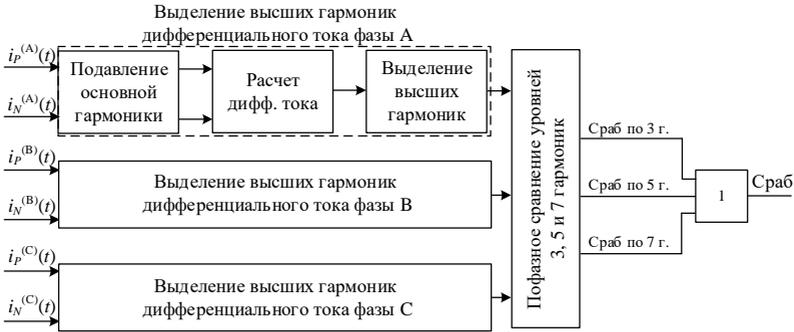


Рис. 2. Структурная схема многопараметрической дифференциальной защиты от ОЗЗ генератора, работающего на сборные шины

Таким образом, селективность защиты в любой точке обмотки статора генератора достигается благодаря разделению высших гармоник дифференциального тока на множество параметров и контролированию их по отдельности.

Рассматриваемая защита была реализована на линейке многофункциональных терминалов ЭКРА 200 производства ООО НПП «ЭКРА».

Для обеспечения высокой чувствительности многопараметрической защиты необходимо прецизионно измерять высшие гармоники на фоне преобладающей основной гармоники. С этой целью был разработан новый измерительный тракт АЦП с активно-адаптивным распознаванием, обеспечивающий измерение гармоник с высокой точностью на фоне преобладающей основной гармоники [3].

Суть работы такого тракта заключается в подавлении основной гармоники входного тока до его аналого-цифрового преобразования. Это позволяет оптимизировать диапазон измерения АЦП для измерения высших гармоник и значительно уменьшить уровень шумов квантования АЦП. Блок датчиков тока с активно-адаптивным трактом АЦП приведен на рис. 3.

Испытания блока датчиков показали, что он обеспечивает подавление сигнала основной гармоники более чем в 10^5 раз, практически полностью удаляя её из измеряемого тока в рабочем диапазоне частот от 45 до 55 Гц [3].

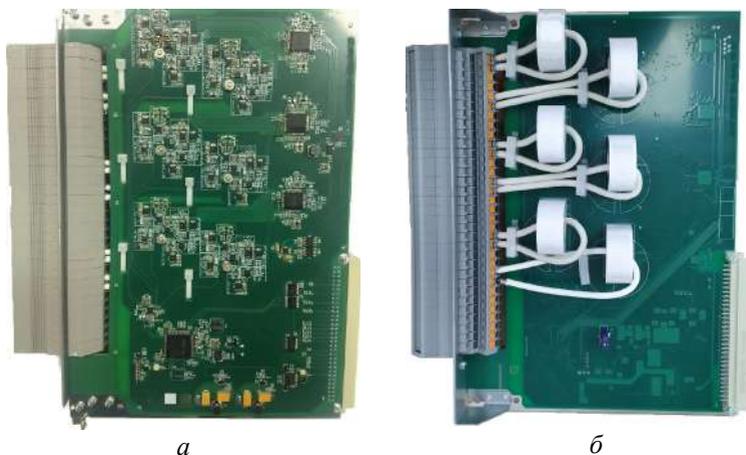


Рис. 3. Блок датчиков активно-адаптивного распознавания тока: вид спереди (а), вид сзади (б)

Техническое совершенство многопараметрической дифференциальной защиты обеспечивается благодаря использованию свойств высших гармоник дифференциального тока генератора и применению специального тракта АЦП с активно-адаптивным распознаванием, позволяющего прецизионно измерять высшие гармоники на фоне преобладающей основной гармоники.

Литература

1. Информационные основы алгоритмов защит от однофазных замыканий на землю генератора, работающего на сборные шины. Часть II. Исследование информационных основ алгоритмов, использующих составляющие нулевой последовательности / *А. В. Солдатов* [и др.] // *Электрические станции*. 2019. № 2. С. 37–42.

2. Информационные основы многопараметрической дифференциальной защиты от однофазных замыканий на землю генератора, работающего на сборные шины / *А. В. Солдатов* [и др.] // *Электрические станции*. 2019. № 10. С. 22–29.

3. Улучшенный метод активно-адаптивного распознавания слабых слагаемых на фоне преобладающей составляющей тока ОЗЗ / *М. О. Иванов* [и др.] // *Сб. докладов науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «Релавэкспо-2021»*. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 107–113.

Воробьев Е.С., Антонов В.И., Иванов Н.Г.,
Наумов В.А., Солдатов А.В.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО НПП «ЭКРА»)

ОСНОВЫ МНОГОКАНАЛЬНОГО СТРУКТУРНОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В информационной среде цифровой подстанции сигналы токов и напряжений существуют в виде данных SV -потока [1], свойства которого не могут быть предопределены алгоритмами цифровой обработки устройств релейной защиты. В связи с этим характеристики методов распознавания структуры цифрового сигнала обуславливаются только субстантивными свойствами структурных моделей и методов управления их размерностью [2].

Известно [3, 4], что одним из фундаментальных свойств, определяющих характеристики классической структурной модели, является кардинальная зависимость ее распознающей способности от потенциала фильтра шума. В то же время, фильтр шума для классической адаптивной структурной модели является лишь формальным понятием и как отдельный функциональный блок структурной модели может быть выделен лишь после полной настройки модели. Значит, классическая структурная модель, концентрируя в своем характеристическом полиноме всю информацию о характеристических параметрах сигнала, не имеет возможности представлять структуру сигнала в виде моделей с распределенными частями. Это ограничивает потенциал классической структурной модели, уменьшая ее быстродействие.

Совсем недавно обнаружилось [5], что дальнейшее совершенствование методов распознавания структуры сигнала связано с применением структурных моделей с распределенными частями. Именно этой теме посвящен настоящий доклад. В нем рассматриваются основы нового метода многоканального адаптивного структурного анализа, использующего распределенные структурные модели электрического сигнала.

Структурный анализ электрического сигнала предполагает представление сигнала суммой его компонентов [6]. Фильтр, заграждающий компонент сигнала, называется каноническим.

Так, аperiodическая составляющая

$$x(k) = e^{-aT_s k}$$

будет заграждена каноническим фильтром

$$e(k) = x(k) + a_1 x(k - 1), \quad a_1 = -e^{-aT_s}, \quad (1)$$

а затухающее колебание

$$x(k) = e^{-aT_s k} \sin(\omega T_s k + y) -$$

каноническим фильтром

$$e(k) = x(k) + a_1 x(k - 1) + a_2 x(k - 2),$$
$$a_1 = -2e^{-aT_s} \cos(\omega T_s), \quad a_2 = e^{-2aT_s}, \quad (2)$$

где T_s – период дискретизации, k – номер отсчета.

Следовательно, теоретически структурная модель представляет собой каскад фильтров, заграждающих компоненты сигнала [5, 6].

Классическая структурная модель представляет собой настроенный на заграждение сигнала адаптивный фильтр, часть характеристических корней которого согласована с компонентами сигнала. Другая часть его корней не ассоциирована с сигналом, но может содержать корни, которые в принципе не могут быть отделены от корней сигнала [2]. Вместе они образуют множество корней эффективного ядра модели [7]. Остальная часть корней, несогласованных с сигналом, образует фильтр шума. Поэтому настроенная на сигнал классическая структурная модель – эффективная структурная модель [5] – может быть представлена фильтром эффективного ядра и фильтром шума (рис. 1). В свою очередь фильтр эффективного ядра будет состоять из каскада канонических фильтров, определенных корнями, отнесенных к множеству корней сигнала (рис. 2).

Разделение классической структурной модели на фильтр эффективного ядра и фильтр шума условное, хотя оно и выполняется по вполне обоснованным правилам [2]. Такое представление модели важно чисто методически для формирования компонентной модели сигнала и объяснения фундаментальных свойств адаптивных структурных моделей [4]. К сожалению, классическая модель не может воспользоваться преимуществами такого разделения, поскольку его настройка ведется с учетом всех коэффициентов даже в случае, если модель представлена каскадом отдельных фильтров.

Именно это обстоятельство ограничивает предельное быстродействие классической адаптивной структурной модели.

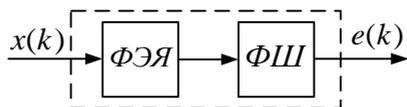


Рис. 1. Классическая адаптивная структурная модель

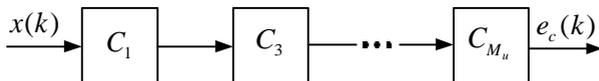


Рис. 2. Структура фильтра эффективного ядра: C_i – канонический фильтр i -го компонента, M_u – число компонентов

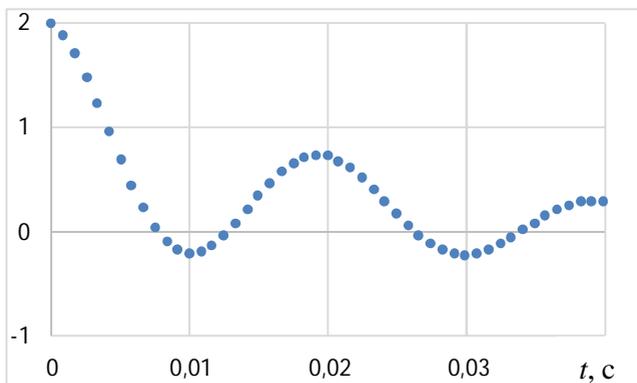
Составная модель слагаемой формируется как фильтр, создаваемый из множества корней структурной модели сигнала после исключения корня распознаваемой слагаемой [4]. Составной фильтр будет заграждать все компоненты сигнала, кроме компонента, корень которого отсутствует в его характеристическом полиноме. Поэтому сигнал на выходе составного фильтра будет пропорционален распознаваемой слагаемой.

В общем случае составной фильтр представляет собой каскад канонических фильтров компонентов сигнала (за исключением канонического фильтра распознаваемого компонента) и фильтра шума. Составной фильтр компонента удобен как инструмент оценки возможностей адаптивного фильтра при распознавании компонента и, кроме того, характеризует влияние канонических фильтров остальных компонентов и фильтра шума на данный компонент.

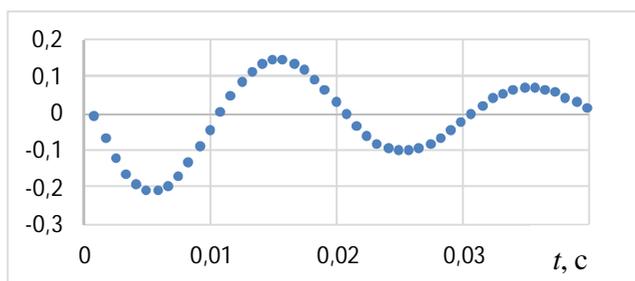
Рис. 3 иллюстрирует работу составных фильтров модели, образованной в виде каскада фильтров (1) и (2) для сигнала

$$x(k) = e^{-0,06k} + e^{-0,03k} \cos \frac{\pi}{12} k \frac{\ddot{\circ}}{\circ}$$

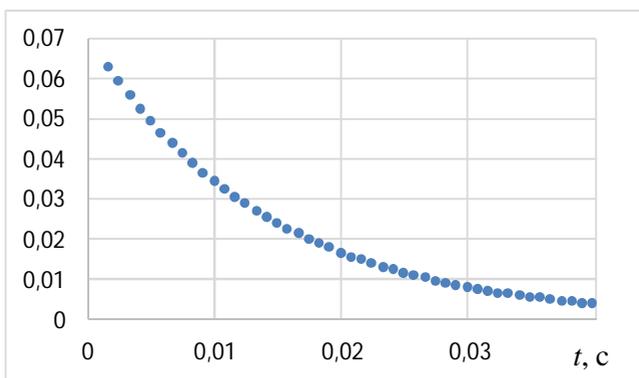
Реакция составных фильтров ярко иллюстрирует конкуренцию канонических фильтров (1) и (2): каждый из них существенно ослабляет компонент, заграждаемый другим.



a



б



в

Рис. 3. Выделение затухающего колебания (*б*) и аperiodической составляющей (*в*), составными фильтрами, полученными из модели в виде каскада фильтров (1) и (2) исходного сигнала (*a*)

Фильтр остаточного сигнала – фильтр, который настраивается на выходной сигнал каскада канонических фильтров. Интересно, что чем точнее настраивается канонический фильтр на заграждение своего компонента, тем лучшие условия создаются для настройки фильтра остаточного сигнала на компоненты, не предусмотренные в каскаде канонических фильтров. Верно и обратное утверждение, поскольку в этом случае фильтр остаточного сигнала ведет себя по отношению к каноническим фильтрам как составной фильтр, избирательно усиливая их компоненты.

Это свойство элементов многоканального адаптивного фильтра создает эффект положительной обратной связи, благодаря которому растет сходимость процедуры настройки отдельных частей распределенной структуры адаптивного фильтра. Как правило, число итераций σ не превышает 5.

Уникальность фильтра остаточного сигнала заключается еще и в том, что он берет на себя задачу заграждения компонентов, оставшихся свободными после работы канонических фильтров, и формирует в своей структуре фильтр шума, создавая тем самым прочную основу для распознавания всей структуры сигнала.

Многоканальный адаптивный фильтр (рис. 4) представляет собой совокупность каналов, предназначенных для настройки канонических фильтров компонентов C_i , и канала настройки фильтра остаточного сигнала F_n [5]. Число канонических фильтров в многоканальной системе задается исходя из априорной информации о структуре сигнала или следуя требованию о необходимости определения компонента непосредственно – без анализа корней характеристического уравнения адаптивного фильтра. Каждый канал имеет свой решатель, формирующий на текущем этапе σ либо оценку коэффициентов \mathbf{a}_i^σ канонического фильтра C_i , либо \mathbf{a}_n^σ фильтра остаточного сигнала F_n . Методы, используемые решателем для настройки фильтров, могут быть различными [5].

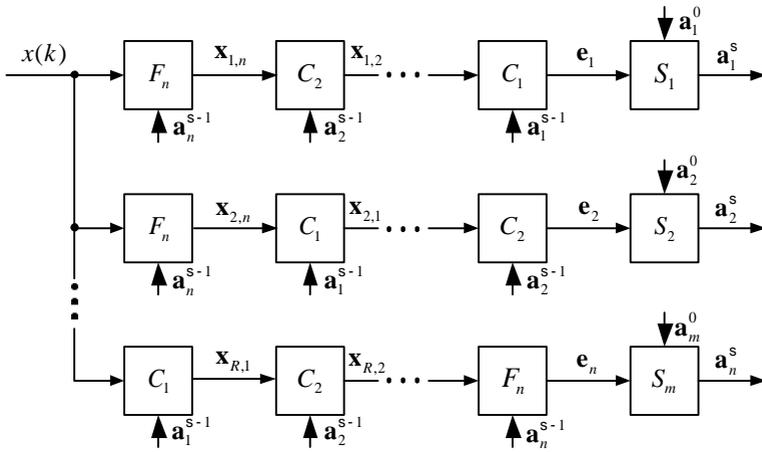


Рис. 4. Структура многоканального адаптивного фильтра

Важным преимуществом многоканального адаптивного фильтра является уменьшение общего порядка модели благодаря исключению внутренней конкуренции канонических фильтров компонентов за счет использования распределенной структуры адаптивного фильтра. Причём эту возможность фильтр приобретает именно из-за многоканальности и итеративности процедуры настройки фильтра. Каждая итерация усиливает роль фильтра остаточного сигнала, который в многоканальном фильтре, по сути, играет роль составной модели компонентов, распознаваемых предшествующими ему каноническими фильтрами. Поэтому все свойства составной модели слагаемой присущи и фильтру остаточного сигнала.

Выводы. Многоканальный адаптивный фильтр, заключая в себе каналы настройки канонических фильтров и фильтра остаточного сигнала, формирует распределенную систему распознавания структуры сигнала. Совершенство создаваемой им структурной модели обеспечивается возникновением положительной обратной связи между различными частями многоканальной системы, благодаря чему компоненты, распознаваемые каноническими фильтрами, не участвуют в конкурентной среде распознавания неизвестных компонентов фильтром остаточного сигнала.

нала. Именно это свойство многоканального адаптивного фильтра создает благоприятные условия для распознавания структуры сигнала на малом числе отсчетов фильтром невысокого порядка, повышая быстродействие релейной защиты, использующей распределенные структурные модели.

Литература

1. Функциональная совместимость устройств РЗА мультивендорных цифровых подстанций / *Е. С. Воробьев* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2019. № 4(37). С. 42–45.

2. Принципы управления размерностью структурных моделей электрических сигналов интеллектуальной энергетики / *Е. С. Воробьев* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2021. № 1(42). С. 30–37.

3. Фундаментальные свойства эффективных структурных моделей тока короткого замыкания электрической сети / *В. И. Антонов* [и др.] // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: Сборник научных трудов НПП «ЭКРА». Чебоксары: Рекламно-издательский центр «Содействие развитию релейной защиты, автоматики и управления в электроэнергетике», 2014. С. 18–29.

4. *Антонов В. И.* Адаптивный структурный анализ электрических сигналов: теория и ее приложения в интеллектуальной электроэнергетике. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018.

5. Многоканальный структурный анализ / *Е. С. Воробьев* [и др.] // РЕЛАВЭКСПО-2021: сб. докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. Ун-та, 2021. С. 114–120.

6. Адаптивный структурный анализ электрических сигналов: теория для инженера / *В. И. Антонов* [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2019. № 2(35). С. 18–27.

7. *Антонов В. И., Наумов В. А., Фомин А. И.* Эффективные структурные модели входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики // Электричество. 2012. № 11. С. 2–8.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МЕСТА ПОВРЕЖДЕНИЯ ЛЭП ПРИ ДВУСТОРОННЕМ НАБЛЮДЕНИИ

Двустороннее наблюдение контролируемой линии электропередачи (ЛЭП) повышает точность определения места повреждения (ОМП), поскольку не требует задания параметров эквивалентных электрических систем. Если измерения синхронизированы, то это дополнительно позволяет упростить критерий определения места повреждения [1].

В настоящем докладе развиваются методы двустороннего расчета без использования модели повреждения, основанные на применении алгоритмических моделей контролируемой линии электропередачи [2–4]. Предлагаемый способ заключается в использовании синхронизированных измерений фазных напряжений и линейных токов с двух сторон контролируемой ЛЭП. Расстояние до места повреждения x отсчитывается с левой стороны, следовательно, измеренные значения слева будут обозначаться как $\underline{U}_{s,n}(0)$, $\underline{I}_{s,n}(0)$, а измеренные значения справа будут обозначаться как $\underline{U}_{r,n}(l)$, $\underline{I}_{r,n}(l)$ ($n = A, B, C$ – обозначение фазы ЛЭП).

Согласно принципу компенсации известные фазные напряжения с левой стороны контролируемой ЛЭП $\underline{U}_{s,n}(0)$ можно заменить соответствующими источниками ЭДС, а известные токи с правой стороны $\underline{I}_{r,n}(l)$ можно заменить соответствующими источниками тока. Тогда алгоритмическая модель сети будет иметь вид, представленный на рис. 1.

Сначала с помощью алгоритмической модели сети слева от предполагаемого места повреждения (рис. 2) определяются напряжения прямой $\underline{U}_{s,1}(x)$ и обратной $\underline{U}_{s,2}(x)$ последовательности в предполагаемом месте замыкания, а затем полученные напряжения подаются на вход алгоритмической модели сети справа от предполагаемого места повреждения (рис. 3) и определяются напряжения на выходе этой модели $\underline{U}_{s,1}(l)$ и $\underline{U}_{s,2}(l)$ соответственно. Полученные напряжения будут равны измерен-

ным напряжениям $\underline{U}_{r,1}(l)$ и $\underline{U}_{r,2}(l)$ только в том случае, когда предполагаемое место повреждения совпадает с истинным местом замыкания: $x = x_f$.

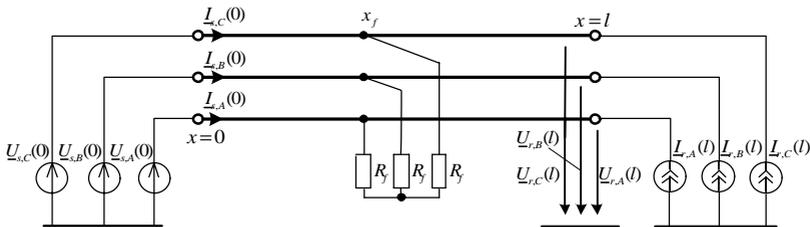


Рис. 1. Алгоритмическая модель контролируемой ЛЭП в аварийном режиме

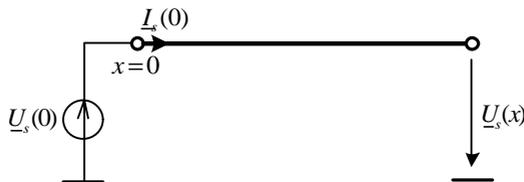


Рис. 2. Алгоритмическая модель сети слева от предполагаемого места повреждения

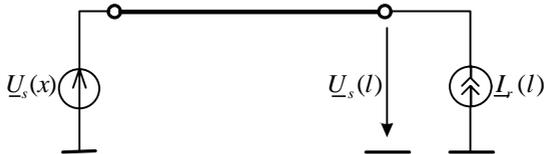


Рис. 3. Алгоритмическая модель сети справа от предполагаемого места повреждения

Точно так же, согласно принципу компенсации, в алгоритмической модели сети можно заменить измеренные фазные напряжения с правой стороны контролируемой ЛЭП $\underline{U}_{r,n}(0)$ соответствующими источниками ЭДС, а измеренные токи с левой стороны $\underline{I}_{s,n}(l)$ соответствующими источниками тока (рис. 4).

В данном случае, аналогично рассчитываются напряжения $\underline{U}_{r,1}(0)$ и $\underline{U}_{r,2}(0)$, которые также будут равны измеренным зна-

чениям $\underline{U}_{s,1}(0)$ и $\underline{U}_{s,2}(0)$ только в том случае, когда предполагаемое место повреждения совпадет с истинным местом замыкания: $x = x_f$. Следовательно, за место замыкания x_f принимается точка, в которой невязка

$$d = |\underline{U}_{s,1}(l) - \underline{U}_{r,1}(l)| + |\underline{U}_{s,2}(l) - \underline{U}_{r,2}(l)| + |\underline{U}_{r,1}(0) - \underline{U}_{s,1}(0)| + |\underline{U}_{r,2}(0) - \underline{U}_{s,2}(0)|$$
 будет минимальна.

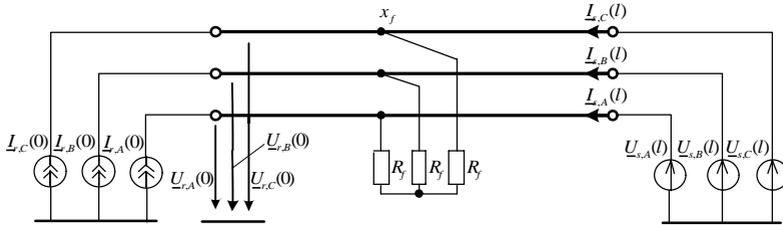


Рис. 4. Алгоритмическая модель контролируемой ЛЭП в аварийном режиме

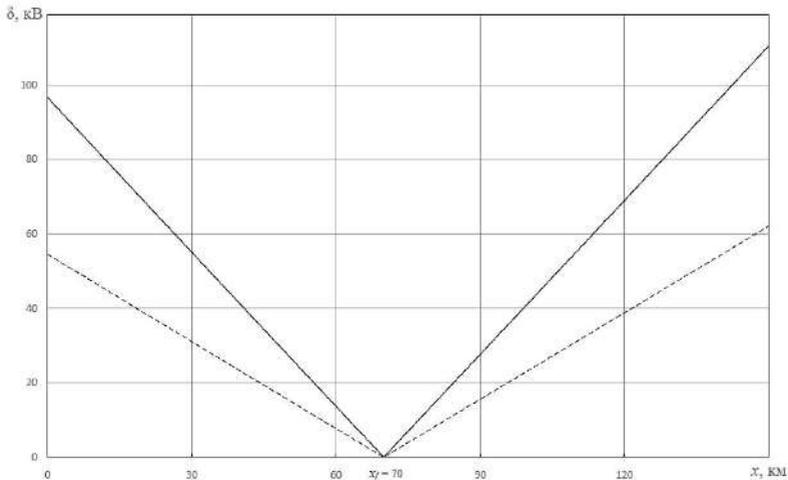


Рис. 5. Зависимость невязки от предполагаемого места повреждения при замыкании фазы A на землю на расстоянии 70 км: 1 – переходное сопротивление 0 Ом, 2 – переходное сопротивление 50 Ом

Рассмотрим предлагаемый способ на примере повреждения на линии электропередачи длиной $l = 150$ км с номинальным напряжением 110 кВ. Удельные параметры контролируемой

ЛЭП: $\underline{Z}_1^0 = 0.249 + j0.417$ Ом/км, $\underline{Z}_0^0 = 0.468 + j1.364$ Ом/км,
 $\underline{Y}_1^0 = 2.654$ мкСм/км, $\underline{Y}_0^0 = 1.722$ мкСм/км. Параметры энергосис-
тем: $\underline{Z}_{s,1} = j20$ Ом, $\underline{Z}_{s,0} = j20$ Ом, $\underline{Z}_{r,1} = j30$ Ом, $\underline{Z}_{r,0} = j30$ Ом,
угол передачи 30° . На рис. 5 представлены графики зависимо-
сти невязки d от предполагаемого места повреждения при за-
мыкании фазы A на землю на расстоянии 70 км через переход-
ные сопротивления 0 и 50 Ом.

Таким образом, предлагаемый способ двустороннего опре-
деления места повреждения, основанный на поиске минимума
ошибки оценки напряжений, не использует резистивную модель
повреждения, инвариантен к виду замыкания и не зависит от
предшествующего режима.

Литература

1. Диагностика линий электропередачи / Ю. Я. Лямец [и др.] // Электротехнические микропроцессорные устройства и системы: межвуз. сборник науч. трудов. Чебоксары: Изд-во Чу-
ваш. ун-та, 1992. С. 9–32.

2. Пат. 2542337 Рос. Федерация: МПК G01R31/08, H02H3/28.
Способ определения места замыкания линии электропередачи при
двухстороннем наблюдении / Ю. Я. Лямец, П. И. Воронов; заяви-
тель и патентообладатель Общество с ограниченной ответственно-
стью «Исследовательский центр «Бреслер». №2013142150/07; заявл.
13.09.13; опубл. 20.02.15, Бюл. № 5. 12 с.

3. Пат. 2542331 Рос. Федерация: МПК G01R31/08, H02H3/28.
Способ определения места замыкания линии электропередачи при
двухстороннем наблюдении / Ю. Я. Лямец, П. И. Воронов,
А. А. Белянин; заявитель и патентообладатель Общество с ограни-
ченной ответственностью «Исследовательский центр «Бреслер».
№2013144358/07; заявл. 02.10.13; опубл. 20.02.15, Бюл. № 5. 14 с.

4. Воронов П. И. Алгоритм определения места повреждения
линии электропередачи при двухстороннем наблюдении без ис-
пользования модели повреждения // Электроэнергетика глазами
молодежи 2016: материалы VII Международной молодёжной
научно-технической конференции. 2016. С. 307–308.

ЛОКАЛИЗАЦИЯ ФРОНТА ВОЛНЫ В СИГНАЛЕ

Точность локализации фронта волны напрямую влияет на оценку момента его возникновения и, следовательно, на точность определения места повреждения волновым методом [1–3]. На практике широко используются способы, локализующие фронт волны после превышения контрольным сигналом заданного порога. В связи с тем, что фронт волны сильно зависит от расстояния до короткого замыкания, эти способы имеют низкую точность.

В настоящем докладе предлагается новый способ локализации фронта волны в сигнале, основанный на выделении его высокочастотных составляющих и свободный от недостатков традиционных способов.

В предлагаемом способе (рис. 1) сначала с использованием входных сигналов фазных величин $x_J(k)$, $J = A, B, C$ выполняется модальное преобразование [3] (блок MT). После чего, для сигнала $x_g(k)$, имеющего наибольший уровень фронта первой волны [4] (определяется селектором рабочего волнового канала WCS), основным и дополнительным операторами линейного предсказания формируется оценка одного и того же произвольно выбранного отсчета сигнала волнового канала (в блоке FLT).

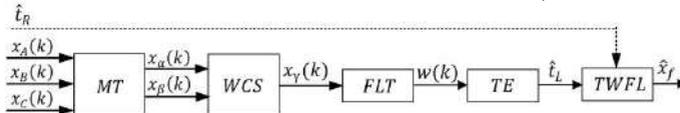


Рис. 1. Структурная схема локализации фронта волны в сигнале: $x_J(k)$, $J = A, B, C$ – сигналы фазных величин; MT – блок модального преобразования; $x_a(k)$, $x_b(k)$ – сигналы воздушных волновых каналов; WCS – селектор рабочего волнового канала; $x_g(k)$ – сигнал рабочего волнового канала; FLT , $w(k)$ – итоговый интерполирующий фильтр и сигнал на его выходе; TE – блок оценки момента возникновения фронта волны; \hat{t}_L , \hat{t}_R – оценка момента возникновения фронта волны на собственном и противоположном конце ЛЭП; $TWFL$ – блок определения расстояния до места повреждения

Основная идея заключается в том, что в каждый момент времени с помощью основного и дополнительного операторов линейного предсказания формируется оценка одного и того же произвольно выбранного отсчета сигнала. Операторы представляют собой линейные фильтры предсказания вперед и назад, а их АФЧХ выбираются таким образом, чтобы сигналы ошибки операторов были равны и противоположны по знаку. Основной и дополнительный операторы вместе образуют интерполирующий фильтр. Поэтому в отсутствие фронтов волн уровень сигнала на выходе фильтра, представляющего полусумму ошибок предсказания операторов, будет мал. Если же в сигнале появится фронт волны, то благодаря сдвигу во времени последовательностей отсчетов, используемых операторами, отсчет фронта волны вначале попадает только в окно обработки основного оператора, а окно обработки дополнительного оператора будет без отсчета фронта волны. Поэтому ошибка предсказания основного оператора $e_0(k)$ значительно возрастет, а ошибка предсказания дополнительного оператора $e_\delta(k)$ останется на уровне предсказания отсчета при отсутствии фронта волны. Это приведет к резкому повышению уровня сигнала на выходе фильтра:

$$w(k) = \frac{1}{2} \hat{e}_0(k) + e_\delta(k) \quad (1)$$

что будет свидетельствовать о возникновении фронта волны на текущем отсчете k .

Операторы используют разные последовательности отсчетов, причем их сдвиг относительно друг друга может осуществляться по-разному [5]. Невязка дополнительного оператора представляет собой инвертированную по знаку невязку основного оператора, вычисленную по последовательности отсчетов со сдвигом на шаг назад. Поэтому АФЧХ невязок основного и дополнительного операторов будут противоположны по знаку и сдвинуты на угол $\alpha = \omega T_s$, равный угловому расстоянию между отсчетами на частоте ω .

Рабочая область частот АФЧХ итогового интерполирующего фильтра (1) [рис. 2] должна располагаться в низкочастотной области – области значительного подавления входного сигнала. Тогда сигнал на выходе итогового фильтра при отсутствии во

входном сигнале фронтов волн будет иметь невысокий уровень небаланса. Это важно, поскольку уровень небаланса влияет на выбор порога, по которому оценивается момент \hat{t}_L возникновения фронта волны (TE на рис. 1), который используется для определения расстояния до места повреждения ($TWFL$ на рис. 1).

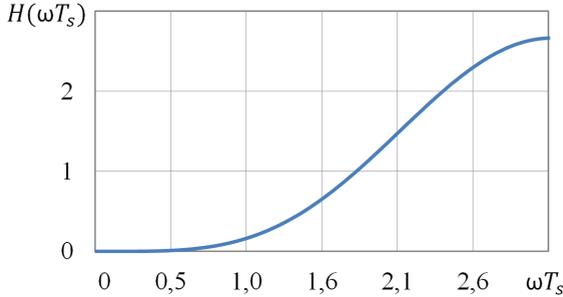


Рис. 2. АЧХ итогового интерполирующего фильтра

Пример. Рассмотрим работу предлагаемого способа локализации фронта волны на примере двустороннего метода волнового ОМП.

Рассматривается однофазное КЗ фазы A при $R_f = 0$ Ом и фазе возникновения КЗ 90° на расстоянии 20 км от места установки полуконспекта волнового ОМП FL_K (рис. 3). Параметры электрической сети: номинальное напряжение электрических систем бесконечной мощности 110 кВ; длина контролируемой ЛЭП $LL_1 = 100$ км, длины примыкающих ЛЭП: $LL_2 = LL_3 = 150$ км, $LL_4 = LL_5 = 200$ км. Все ЛЭП имеют удельные параметры прямой последовательности: $L_1 = 1,320$ мГн/км, $C_1 = 8,715$ нФ/км, $R_1 = 0,160$ Ом/км, удельные параметры нулевой последовательности: $L_0 = 4,140$ мГн/км, $C_0 = 5,828$ нФ/км, $R_0 = 0,308$ Ом/км.

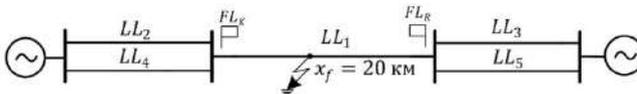


Рис. 3. Схема электрической сети: места установки полуконспектов показаны флажками

Сигналы фазных токов, записанные полукомплектами FL_K и FL_R иллюстрируются на рис. 4.

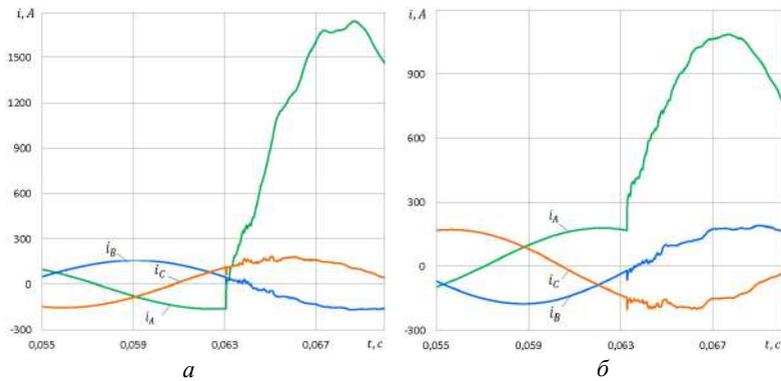


Рис. 4. Фазные токи i_γ , $\gamma = \overline{A, B, C}$ в месте установки полукомплекта волнового ОМП: $FL_K(a)$; $FL_R(b)$

На основе измеренных фазных токов определяется сигнал тока междуфазного волнового канала и сигнал на выходе фильтра (1) (рис. 5).

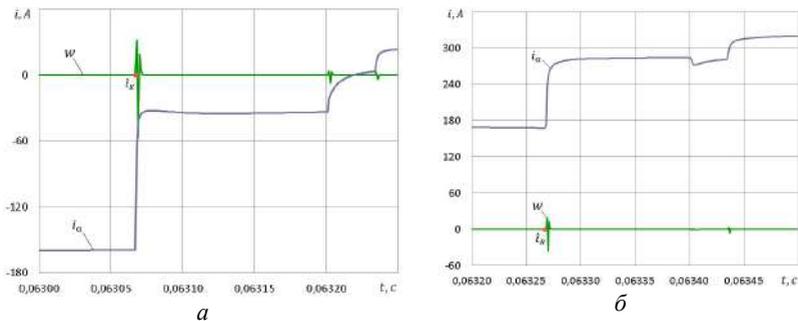


Рис. 5 Сигнал тока i_α междуфазного волнового канала и сигнал невязки предсказания W (сигнал локализованных фронтов волн) определенные полукомплектом волнового ОМП: $FL_K(a)$; $FL_R(b)$

У первых локализованных фронтов волн определяются моменты возникновения: $\hat{t}_K = 0,063066$ с и $\hat{t}_R = 0,063268$ с (рис. 5). После чего рассчитывается расстояние до места повреждения:

$$\hat{x}_f = LL_1/2 - v(\hat{t}_R - \hat{t}_K)/2 = 20,221 \text{ км},$$

где $v = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ – скорость распространения волны по ЛЭП.

Предлагаемый способ в рассматриваемом примере имеет низкую погрешность:

$$Dx_f = x_f - \hat{x}_f = -221 \text{ м.}$$

Выводы. Предложен новый способ локализации фронта волны в сигнале. Его основная идея заключается в том, что в каждый момент времени с помощью основного и дополнительного операторов линейного предсказания формируется оценка одного и того же произвольно выбранного отсчета сигнала. В отсутствие фронтов волн уровень сигнала на выходе фильтра, представляющего сумму ошибок предсказания операторов, будет мал. Если же в сигнале появится фронт волны, то благодаря сдвигу во времени последовательностей отсчетов, используемых операторами, отсчет фронта волны вначале попадает только в окно обработки основного оператора, а окно обработки дополнительного оператора будет без отсчета фронта волны. Это приведет к резкому повышению уровня сигнала на выходе фильтра, что будет свидетельствовать о возникновении фронта волны на текущем отсчете.

Литература

1. Limitations of Traveling Wave Fault Location / A. Fedorov [et al.] // 2020 Ural Smart Energy Conference (USEC), Ekaterinburg, 2020, pp. 21-25, DOI: 10.1109/USEC50097.2020.9281153.

2. Fedorov A., Petrov V. S., Naumov V. Theory of single-end traveling wave fault location // 2021 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia, 2021.

3. Kasztenny B. Improving Line Crew Dispatch Accuracy When Using Traveling-Wave Fault Locators // 46th Annual Western Protective Relay Conference, Spokane, Washington 2019. PP. 1–13.

4. Alekseev V., Petrov V., Naumov V. Invariance of Modal Transformations of Electrical Values in Traveling Wave Fault Locator // 2020 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, Russia, 2020.

5. Петров В. С. Цифровая система автоматического ограничения повышения напряжения сетей 110-750 кВ / Диссертация на соискание уч. степени канд. техн. наук. Чебоксары, 2015.

Лямец Ю.Я., Никонов И.Ю.
(Чебоксары, ООО «Релематика», ЧГУ)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕЖИМА КАСКАДНОГО ОТКЛЮЧЕНИЯ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ПОВРЕЖДЕННОГО ОТВЕТВЛЕНИЯ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Линия электропередачи с двухсторонним питанием наблюдается с двух сторон. Если осуществляется обмен информацией между сторонами линии, то такое наблюдение считается двухсторонним, в ином случае, наблюдение является односторонним. В отличие от двухстороннего наблюдения информационная база одностороннего очень ограничена и поиск способов ее пополнения является весьма актуальной задачей.

Задача распознавания поврежденного ответвления была рассмотрена в [1], где использовался подход к распознаванию поврежденного ответвления, основанный на разделении информационной базы наблюдателя на две составляющие: априорную, обрабатываемую заранее, и текущую, собираемую в процессе наблюдения. В данной работе используется тот же подход, но слегка модернизированный: информационная база наблюдателя расширяется за счет отключения приемной стороны линии.

Рассмотрим эффект от расширения информационной базы наблюдателя на примере задачи распознавания поврежденного ответвления. В модели фазного двухпроводного канала линии на рис. 1 показано i -е ответвление, в котором произошло трехфазное короткое замыкание. Передающая и приемная системы представлены двухполюсниками A_s и A_r , соответственно, поврежденное ответвление замещается пассивных двухполюсником P_i , связывающим вход ответвления с местом КЗ. Показан момент КЗ $t = 0$ и момент отключения приемной стороны $D_{r_{ко}}$. Наблюдаемые величины \underline{I}_s и \underline{U}_s . Остальные модели на рис. 2 воспроизводят реальные и виртуальные режимы наблюдаемой линии. Так, на рис. 2, а показана модель первого наблюдаемого режима – предшествующего режима с изначально неизвестными параметрами \underline{E}_s и \underline{Z}_s эквивалентного генератора, заменяющего передающую систему. На рис. 2, б показан второй наблюдаемый режим – текущий режим КЗ с неизвест-

ным током КЗ $\underline{I}_{f\text{кз}}$, который становится источником аварийного режима в пассивной модели энергосистемы, показанной на рис. 2, в. На данном этапе однозначно определяются параметры передающей стороны как эквивалентного генератора:

$$\underline{Z}_s = -\underline{U}_{s\text{ав}} / \underline{I}_{s\text{ав}}, \quad \underline{E}_s = \underline{U}_{s\text{кз}} + \underline{Z}_s \underline{I}_{s\text{кз}}. \quad (1)$$

На рис. 2, з показан третий наблюдаемый режим, вызванный отключением приемной стороны линии. Вместе со сменой режима изменяется значение тока КЗ: одно неизвестное значение $\underline{I}_{f\text{кз}}$ сменяется другим $\underline{I}_{f\text{ко}}$, также неизвестным. Теперь реальным предшествующим режимом становится текущий режим КЗ (рис. 2, б), однако его невозможно представить в виде составной части нового режима каскадного отключения, так как различаются токи КЗ, и метод наложения неприменим в прежнем виде. Поэтому создается виртуальный предшествующий режим (рис. 2, д) с эквивалентным генератором, параметры которого определены заранее по (1) и прежней моделью ответвления. Реакцией данной модели на воздействие источника \underline{E}_s будут новые, чисто виртуальные величины $\underline{I}_{s\text{пд}}^{\text{вп}}$ и $\underline{U}_{s\text{пд}}^{\text{вп}}$, благодаря которым появляется возможность получить модель нового виртуального аварийного режима (рис. 2, е) с аварийными составляющими

$$\underline{I}_{s\text{ав}}^{\text{вп}} = \underline{I}_{s\text{ко}} - \underline{I}_{s\text{пд}}^{\text{вп}}, \quad \underline{U}_{s\text{ав}}^{\text{вп}} = \underline{U}_{s\text{ко}} - \underline{U}_{s\text{пд}}^{\text{вп}}. \quad (2)$$

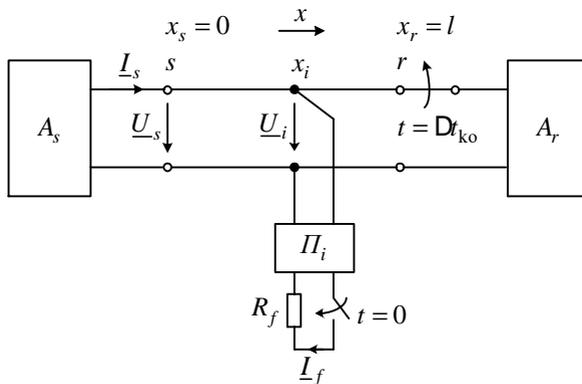
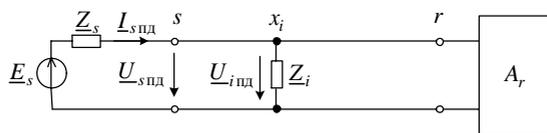
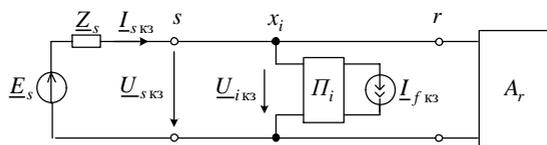


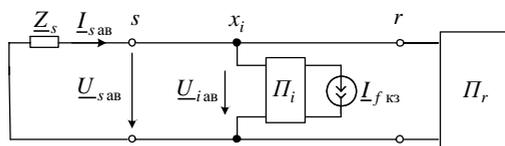
Рис. 1. Общая имитационная модель линии электропередачи с ответвлением



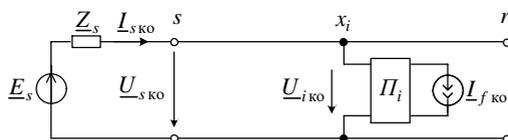
a



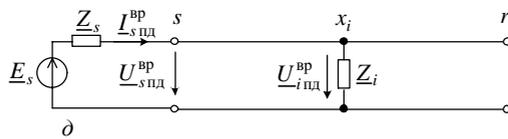
б



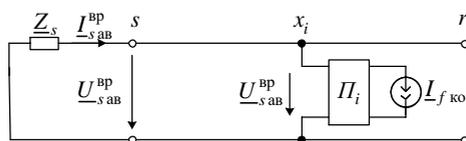
в



г



д



е

Рис. 2. Модели частных режимов линии электропередачи с ответвлением: предшествующего (*a*); короткого замыкания в ответвлении (*б*); чисто аварийного (*в*); каскадного отключения (*г*); виртуальных предшествующего (*д*) и чисто аварийного (*е*)

Для выявления поврежденного ответвления линии электропередачи воспользуемся методом функциональных замеров [2, 3]. Замер, определяемый в некотором месте линии с координатой x представляет собой отношения напряжения в этом месте в текущем режиме $\underline{U}_{\text{тк}}(x)$ к его аварийной составляющей $\underline{U}_{\text{ав}}(x)$. Так, в режиме КЗ

$$\underline{K}_{\text{кз}}(x) = \frac{\underline{U}_{\text{кз}}(x)}{\underline{U}_{\text{ав}}(x)}, \quad (3)$$

а в режиме каскадного отключения

$$\underline{K}_{\text{ко}}(x) = \frac{\underline{U}_{\text{ко}}(x)}{\underline{U}_{\text{ав}}^{\text{вп}}(x)}. \quad (4)$$

Применяемый в данном докладе метод распознавания повреждения основан на определении двух типов функциональных замеров. Априорные функции характеризуют зависимость замера от переходного сопротивления КЗ

$$\underline{K}_i(R_f) = \underline{K}_{i0} + \underline{Y}_i R_f, \quad (5)$$

где \underline{K}_{i0} и \underline{Y}_i параметры, определяющиеся коэффициентами прямой и обратной передачи ответвления как четырехполюсника, а также переходным сопротивлением R_f и сопротивлением $\underline{Z}_{i\text{вн}}$ системы как эквивалентного генератора относительно i -го ответвления.

Координатные функции определяются путем преобразования величин \underline{I}_s и \underline{U}_s , наблюдаемых или виртуальных, в напряжение $\underline{U}(x)$ произвольного места линии x в предположении, что место повреждения более удалено от места наблюдения.

Пересечение годографа наблюдаемого режима $\underline{K}(x)$ со стационарными годографами $\underline{K}_i(R_f)$ указывает на поврежденное ответвление. Критерием распознавания поврежденного ответвления будет близость значения \hat{x}_i к значению x_i координаты подсоединения к линии i -го ответвления

$$\underline{K}(x) = \underline{K}_i(R_f) \text{ П } \hat{x}_i, \hat{R}_f. \quad (6)$$

На рис. 3 приведена иллюстрация процедуры распознавания поврежденного ответвления в линии электропередачи с двухсторонним наблюдением 110 кВ Казанских электрических сетей «Западная» – «ТЭЦ-1».

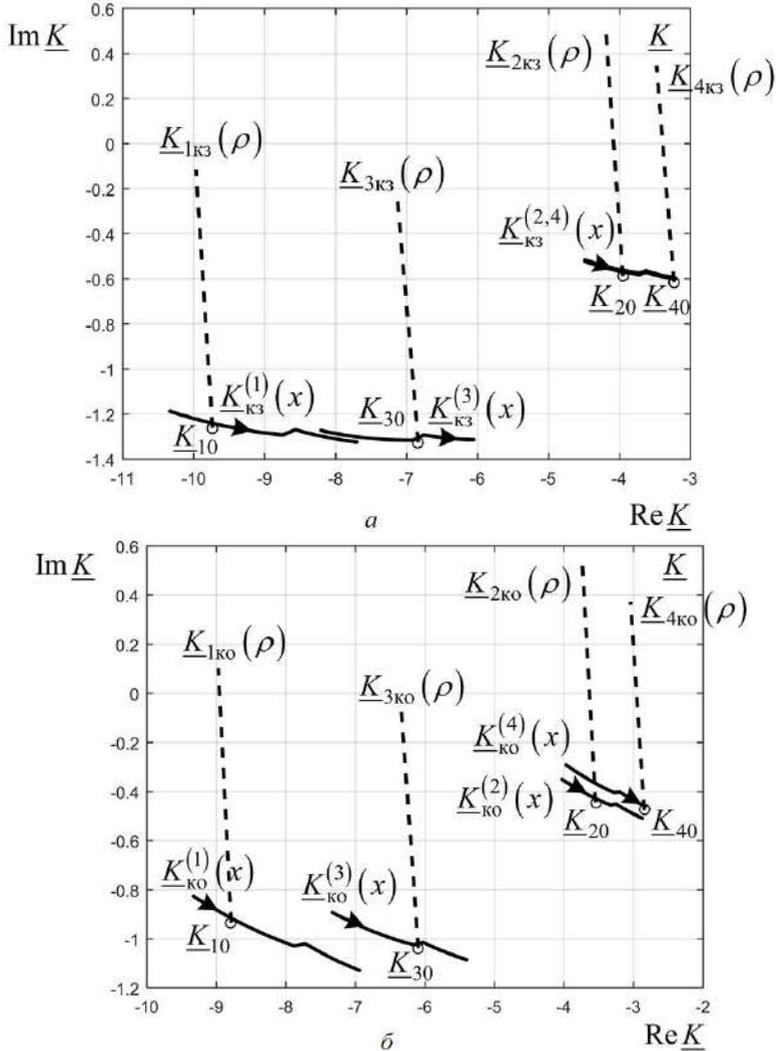


Рис. 3. Иллюстрация процедуры распознавания поврежденного ответвления: при КЗ в линии с двухсторонним питанием (наблюдение с передающей стороны) (а), в режиме каскадного отключения (б)

На рис. 3, *а* при распознавании поврежденного ответвления без привлечения процедуры каскадного наблюдения наблюдается неоднозначность распознавания: координатные годографы 2 и 4 ответвлений практически неотличимы.

Распознаваемость поврежденных ответвлений значительно улушается после отключения приёмной стороны (рис. 3, *б*). При повреждении всех ответвлений оценки координаты повреждения практически совпадают с истинными координатами поврежденных ответвлений, но главное, чего удалось добиться – это расхождение координатных годографов при повреждении второго и четвертого ответвления.

Таким образом, концепция распознавания поврежденного ответвления основана на разделении информационной базы наблюдателя на две составляющие – априорную и текущую. Критерием распознавания служит пересечение годографов, соответствующих этим составляющим.

Режим каскадного отключения линии значительно расширяет информационную базу одностороннего наблюдения, благодаря чему значительно повышается распознаваемость поврежденного ответвления, так как не всегда удается установить поврежденное ответвление при их идентичности.

Литература

1. *Лямец Ю. Я., Никонов И. Ю.* Распознавание поврежденного ответвления при одностороннем наблюдении линии электропередачи // РЕЛАВЭКСПО-2021: сборник докладов науч.-техн. конф. молодых специалистов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 5–10.

2. *Лямец Ю. Я., Мартынов М. В., Маслов А. Н.* Интервальные критерии распознавания места короткого замыкания // Электричество. 2019. № 11. С. 33–39.

3. Возможности повышения технического совершенства системы дальнего резервирования релейной защиты трансформаторов ответвительных подстанций при симметричных КЗ / *В. И. Нагай* [и др.] // Релейщик. 2020. № 1. С. 10–13.

Кочетов И.Д., Лямец Ю.Я.
(Чебоксары, Релематика, ЧГУ)

ЛОКАЛЬНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВИТКОВЫХ ЗАМЫКАНИЙ В ТРАНСФОРМАТОРЕ

Не так давно обнаружилось, что аварийная составляющая, как и текущая составляющая, может быть разделена на два компонента: нормальный и локальный [1, 2]. Последний содержит в себе информацию о повреждении наблюдаемого энергообъекта. Хотя локальная составляющая создаётся тем же током КЗ, что и аварийная, у неё имеется существенное преимущество. В локальном режиме каждое место наблюдения энергообъекта оказывается либо зашунтировано, либо отключено от внешних связей. Так, соотношение локальных токов на разных сторонах линии электропередачи с двухсторонним наблюдением создаёт эффективный критерий для распознавания места КЗ. При этом обнаружилось, что локальные напряжения, имеющие меньшую область применения, всё же могут быть использованы для некоторых практически важных задач, таких как дифференциальная защита трансформатора.

Рассмотрим данную задачу на примере однофазного двухобмоточного трансформатора с витковым замыканием в одной из обмоток. На рис. 1, *a* показан текущий режим виткового КЗ, в котором наблюдаются напряжения и токи, представленные в комплексном базисе как $\underline{U}_1, \underline{I}_1$ и $\underline{U}_2, \underline{I}_2$. В той же модели показан неизвестный ток КЗ \underline{I}_f в замкнувшейся части обмотки, число витков w_f и сопротивление \underline{Z}_f которой также неизвестны. Будем считать, что известны параметры неповреждённых обмоток w_1, \underline{Z}_1 и w_2, \underline{Z}_2 , а также сопротивление ветви намагничивания, приведённое к одной из сторон и обозначенное на рис. 1, *в, д* как $\underline{Z}_m^{(2)}$.

Из двух пар наблюдаемых напряжений и токов для создания нормального режима контролируемого объекта должны быть отобраны две величины, по одной от каждой пары. Этими величинами будут выступать ток \underline{I}_1 со стороны предположительно повреждённой обмотки и напряжение \underline{U}_2 со стороны неповреждённой

(рис. 1, б). Нормальные составляющие $\underline{U}_{1\text{нм}}$ и $\underline{I}_{2\text{нм}}$ двух оставшихся величин \underline{U}_1 и \underline{I}_2 из числа наблюдаемых определяются как реакции на воздействие двух источников $-\underline{I}_1$ и \underline{U}_2 .

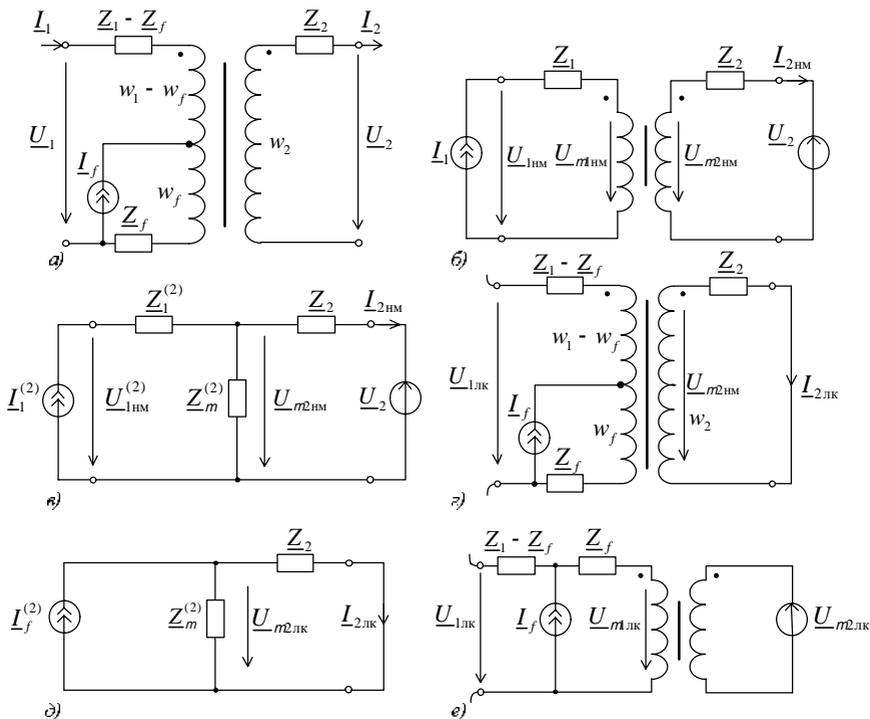


Рис. 1. Наблюдаемый режим виткового КЗ в однофазном трансформаторе и его составляющие: текущий режим (а), нормальный режим (б), модель нормального режима с приведением к числу витков вторичной обмотки (в), локальный режим (г), локальный режим во вторичной обмотке (д), локальный режим в первичной обмотке (е)

Режим нормальных составляющих создаётся моделью неповреждённого объекта, инвариантной по отношению ко всему множеству возможных повреждений. Что же касается локальных составляющих наблюдаемых величин, то они определяются как разности между соответствующими текущими составляющими и их нормальной реакцией

$$\underline{U}_{1\text{лк}} = \underline{U}_1 - \underline{U}_{1\text{нм}}, \quad \underline{I}_{2\text{лк}} = \underline{I}_2 - \underline{I}_{2\text{нм}}.$$

В свою очередь локальный режим обладает собственной моделью (рис. 1, *з*), которая не принимает участия в преобразовании реально наблюдаемых величин, но зато раскрывает взаимосвязи локального режима. Эта модель с разомкнутым входом и замкнутым выходом активируется единственным источником – известным источником тока КЗ I_f , создающим магнитодвижущую силу (МДС) $F_f = w_f I_f$ и реакции модели локального режима в виде тока короткозамкнутой вторичной обмотки (рис. 1, *д*) и напряжения разомкнутой первичной обмотки (рис. 1, *е*).

Значение МДС является тем параметром, который несёт в себе информацию о витковом замыкании, а каждый из двух локальных компонентов даёт ему свою оценку.

Таким образом, метод распознавания аварийных ситуаций на основе разделения наблюдаемого процесса на нормальную и локальную составляющие универсален. В отличие от линий электропередачи, для которой подходит модификация с зашунтированными входами, для распознавания витковых замыканий в обмотке трансформатора предпочтительнее модификация с разомкнутыми входами на стороне повреждения и с короткозамкнутыми на неповреждённых сторонах.

Литература

1. *Лямец Ю. Я., Белянин А. А.* Составляющие токов короткого замыкания в наблюдаемой электрической сети // *Электротехника*. 2016. № 10. С. 40–44.

2. *Кочетов И. Д., Лямец Ю. Я., Макашкин Ф. А.* Распознающая способность локальных токов при двухстороннем наблюдении линии электропередачи // *Электрические станции*. 2020. № 6. С. 54–58.

Петряшин И.Е.
(Чебоксары, ООО «Релематика»)

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ СЕГМЕНТАЦИИ СИГНАЛА

Задача восстановления тока, искаженного вследствие насыщения трансформатора тока, делится на две части. Первая – задача

сегментации сигнала, то есть его разделение на участки правильной и искаженной трансформации, вторая – непосредственно восстановление сигнала [1–3]. При этом решение задачи сегментации всегда предшествует процедуре восстановления сигнала, так как в ней используется информация о принадлежности отсчетов сигнала участкам правильной и искаженной трансформации.

Известны методы решения этой задачи, основанные на сравнении наблюдаемого сигнала с экстраполированным или сравнении ортогональных составляющих следующих друг за другом троек отсчетов сигнала [1, 4]. Общей проблемой для данных методов является невозможность сегментации сигналов, в которых участок правильной трансформации плавно переходит в участок искаженной трансформации.

Предлагается универсальный алгоритм сегментации, представляющий собой фильтр (сегментатор), окно которого составляют 4 отсчета сигнала.

Принимаемые допущения. Модель тока сети полагается аддитивной с гармонической и аperiodической составляющими

$$i_{\text{сети}}(t) = i_{\text{гарм}}(t) + i_{\text{апер}}(t); \quad (1)$$

$$i_{\text{гарм}}(t) = I_{ms} \sin \omega t + I_{mc} \cos \omega t. \quad (2)$$

Также предполагается, что аperiodическая составляющая не затухает в пределах окна наблюдения, что естественно, так как оно составляет 4 отсчета. Поэтому аperiodическая составляющая с большой точностью может аппроксимироваться постоянной составляющей I_0 .

Тогда сигнал в пределах окна наблюдения будет описываться выражением

$$i(t) = I_{ms} \sin \omega t + I_{mc} \cos \omega t + I_0. \quad (3)$$

Критерий принадлежности отсчетов участку правильной трансформации. Модель сигнала (3) является трехпараметрической в случае известной частоты ω , поэтому система, составленная для 4 отсчетов сигнала, будет являться переопределенной. В результате ее разрешения при помощи метода наименьших квадратов определяются I_{ms} , I_{mc} и I_0 .

Далее находится невязка системы

$$r = \mathop{\text{a}}\limits_{k=1}^4 |i_k - (I_{ms} \sin \omega t_k + I_{mc} \cos \omega t_k + I_0)|. \quad (4)$$

Для сигналов различной амплитуды значения r будут отличаться, поэтому для использования невязки в качестве критерия принадлежности отсчетов участку правильной трансформации необходимо преобразовать выражение (4) к виду

$$r_{\text{прив}} = \frac{\mathop{\text{a}}\limits_{k=1}^4 |i_k - (I_{ms} \sin \omega t_k + I_{mc} \cos \omega t_k + I_0)|}{\sqrt{I_{ms}^2 + I_{mc}^2}}. \quad (5)$$

Критерием принадлежности отсчетов участку правильной трансформации будет служить условие

$$r_{\text{прив}} \leq r_{\text{прив. max}}. \quad (6)$$

Значение $r_{\text{прив. max}}$ определяется путём обучения сегментатора на осциллограммах реальных процессов.

Дополнительное ограничение. Критерия (6) может оказаться недостаточно в случаях, когда ток на участке искаженной трансформации долго сохраняет близкое к нулю значение. Поэтому во избежание неправильной работы сегментатора используется дополнительный критерий

$$\sqrt{I_{ms}^2 + I_{mc}^2} \geq I_{\text{min}}. \quad (7)$$

За I_{min} принимается такое значение гармонической составляющей тока, при котором гарантированно не будет наблюдаться явления насыщения трансформатора тока.

Примеры сегментации сигналов. Рассмотрим результаты применения сегментатора для смоделированных осциллограмм (рис. 1), а также для осциллограмм реальных процессов (рис. 2). Зеленым показаны участки, определенные сегментатором как участки правильной трансформации. В обоих случаях участки не искаженной трансформации определяются правильно. Кроме того, сегментатором выявляются участки, принадлежащие всем действительно существующим интервалам не искаженной трансформации.

Таким образом, в основе алгоритма сегментации лежит критерий, характеризующий степень принадлежности отсчетов тока модельному сигналу. Принятые допущения позволяют исполь-

зовать трехпараметрический модельный сигнал и ограничиться окном наблюдения в 4 отсчёта.

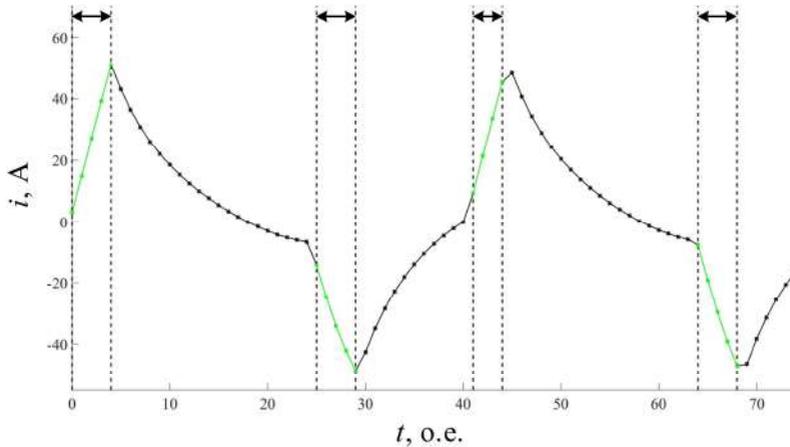


Рис. 1. Пример сегментации сигнала, смоделированного при помощи программного комплекса Matlab/Simulink

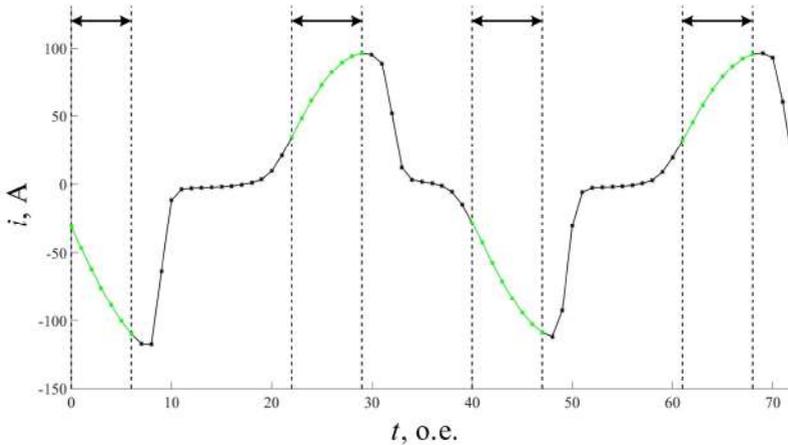


Рис. 2. Пример сегментации реального сигнала

Минимально возможная длина определяемого участка неискаженной трансформации будет равна окну наблюдения, ширина которого для данного сегментатора минимальна.

Предлагаемый метод применен для сегментации смоделированного и реального сигналов. В обоих случаях участки неиска-

женной трансформации выявляются правильно, причем определяются участки на каждом существующем интервале неискаженной трансформации.

Литература

1. *Лямец Ю. Я., Никонов И. Ю., Петряшин И. Е.* Восстановление нелинейно искажённого тока короткого замыкания по малому числу отсчётов // Электрические станции. 2021. № 1(1074). С. 31–35.

2. *Кужеков С. Л., Дегтярев А. А., Сербиновский Б. Б.* Анализ способов восстановления информации о первичном токе трансформатора тока, работающего с насыщением сердечника // Релейная защита и автоматизация. 2017. № 3(28). С. 43–51.

3. *Лямец Ю. Я., Никонов И. Ю., Петряшин И. Е.* Восстановление тока, искаженного вследствие насыщения трансформатора тока, по малому числу отсчетов // РЕЛАВЭКСПО-2021: сборник докладов науч.-техн. конф. молодых специалистов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 95–99.

4. Патент № 2647484 С1 Российская Федерация, МПК Н02Н 3/28. Способ определения интервалов однородности (сегментации) электрической величины: № 2016148043: заявл. 07.12.2016; опубл. 16.03.2018 / *Ю. Я. Лямец, А. Б. Атншишкин, А. А. Белянин*; заявитель Общество с ограниченной ответственностью «Релематика».

Петряшин И.Е., Петряшин А.Е.
(Чебоксары, ООО «Релематика»)

СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ ДЛЯ ЗАДАЧИ СЕГМЕНТАЦИИ СИГНАЛА

Процедуре восстановления тока, искаженного вследствие насыщения трансформатора тока, предшествует операция сегментации – разделения сигнала на участки неискаженной и искаженной трансформации.

Известны решения данной задачи, основанные на сравнении наблюдаемого сигнала с модельным [1–3]. Предлагаемое решение

также основывается на сравнении сигнала с модельным, однако оцениваются не его отклонение от модельного, а непосредственно параметры. Для этого используется многозвенный адаптивный фильтр, каждое звено которого настраивается на подавление какого-либо одного из компонентов сигнала [4–5].

Предлагаемый алгоритм сегментации представляет собой фильтр (сегментатор) с окном наблюдения в 4 отсчета.

Модель тока сети полагается аддитивной с гармонической и аperiodической составляющей

$$i_{\text{сети}}(t) = i_{\text{гарм}}(t) + i_{\text{апер}}(t); \quad (1)$$

$$i_{\text{гарм}}(t) = I_{ms} \sin \omega t + I_{mc} \cos \omega t. \quad (2)$$

Также предполагается незатухание аperiodической составляющей в пределах окна наблюдения, что справедливо, так как оно составляет четыре отсчёта. Поэтому аperiodическая составляющая с большой точностью может аппроксимироваться постоянной составляющей I_0 .

Исходя из этого сигнал в пределах окна наблюдения будет описываться выражением

$$i(t) = I_{ms} \sin \omega t + I_{mc} \cos \omega t + I_0. \quad (3)$$

Сигнал, описываемый выражением (3), является двухкомпонентным: в него входят гармоника неизвестной частоты и постоянная составляющая.

Для подавления гармоник используется фильтр второго порядка (4) с адаптивным коэффициентом a_p , а для подавления постоянной составляющей – фильтр первого порядка (5) без адаптивных коэффициентов:

$$u_p(k) = i_p(k) - a_p i_p(k-1) + i_p(k-2), \quad (4)$$

$$u_q(k) = i_q(k) - i_q(k-1). \quad (5)$$

В области z-изображений данные фильтры обладают передаточными характеристиками

$$H_p(z) = z^2 - a_p z + 1, \quad (6)$$

$$H_q(z) = z - 1. \quad (7)$$

Передаточная характеристика фильтра, подавляющего наложение гармоник и постоянной составляющей, в области z-

изображений определится как произведение передаточных характеристик фильтров (6) и (7):

$$H_{pq}(z) = H_p(z)H_q(z) = z^3 - (a_p + 1)z^2 + (a_p + 1)z - 1. \quad (8)$$

Ее оригинал служит описанием адаптивного фильтра третьего порядка

$$u_{pq}(k) = i(k) - (a_p + 1)i(k - 1) + (a_p + 1)i(k - 2) - i(k - 3). \quad (9)$$

Адаптивный коэффициент a_p определяется исходя из условия критической настройки фильтра $u_{pq}(k) = 0$

$$a_p = \frac{-i(k) + i(k - 3)}{-i(k - 1) + i(k - 2)} - 1. \quad (10)$$

Таким образом, для определения a_p необходимы 4 отсчета сигнала. Адаптивный коэффициент a_p связан с неизвестной частотой соотношением

$$a_p = 2 \cos \omega_p t, \quad (11)$$

где t – интервал дискретизации.

При известной частоте сети, равной 50 Гц, значение a_p может быть определено: $a\phi = 1,9021$ при частоте дискретизации 1 кГц и $a\phi = 1,9754$ при частоте дискретизации 2 кГц.

Критерием принадлежности отсчетов участку правильной трансформации будет служить выражение

$$a\phi - Da\phi \leq a_p \leq a\phi + Da\phi. \quad (12)$$

Значение $Da\phi$ определяется путем обучения сегментатора на осциллограммах реальных процессов.

В качестве примера рассмотрим применение сегментатора для смоделированных осциллограмм (рис. 1), а также для осциллограмм реальных процессов (рис. 2). Зелёным показаны участки, определённые сегментатором как участки правильной трансформации.

В обоих случаях отсчеты сигнала, принадлежащие интервалам правильной трансформации, определяются верно. При этом выявлены отсчеты, принадлежащие каждому из существующих интервалов правильной трансформации.

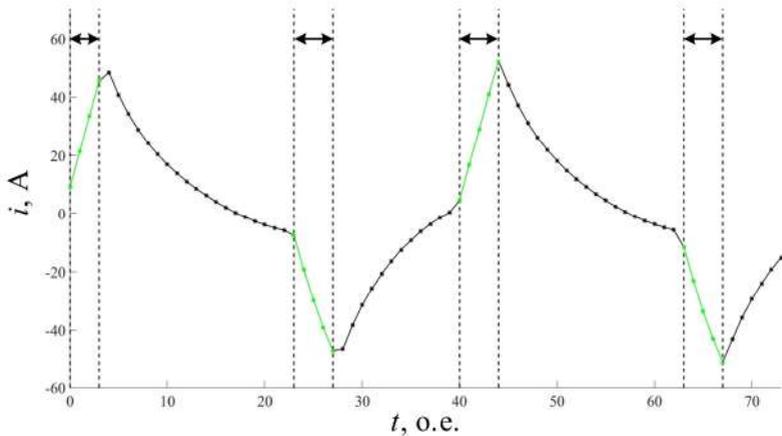


Рис. 1. Пример сегментации сигнала, смоделированного при помощи программного комплекса Matlab/Simulink

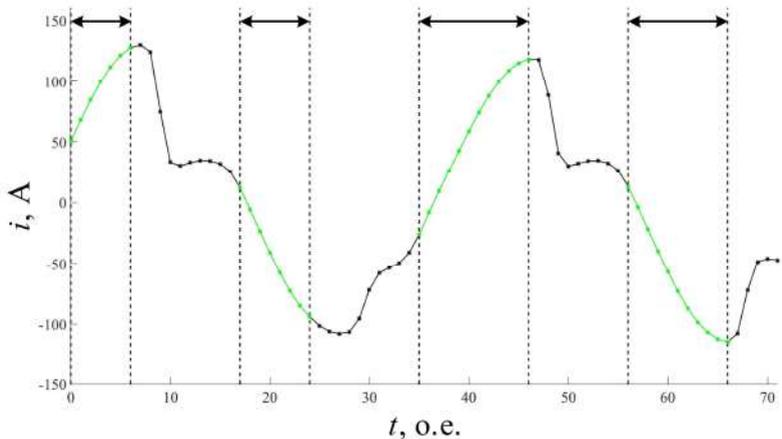


Рис. 2. Пример сегментации реального сигнала

Таким образом, в основе алгоритма сегментации лежит критерий, характеризующий степень соответствия адаптивного коэффициента a_p наблюдаемого сигнала априорному коэффициенту $a\phi$.

Использование четырехпараметрического модельного сигнала позволяет ограничиться окном наблюдения в 4 отсчета.

Предлагаемый метод применен для сегментации смоделированных и реальных сигналов. В обоих случаях отсчеты сигнала, принадлежащие участкам неискаженной трансформации выявлены верно, причем определены отсчеты, принадлежащие каждому из существующих интервалов неискаженной трансформации.

Литература

1. *Лямец Ю. Я., Никонов И. Ю., Петряшин И. Е.* Восстановление нелинейно искажённого тока короткого замыкания по малому числу отсчётов // *Электрические станции.* 2021. № 1(1074). С. 31–35.

2. *Лямец Ю. Я., Никонов И. Ю., Петряшин И. Е.* Восстановление тока, искаженного вследствие насыщения трансформатора тока, по малому числу отсчетов // *РЕЛАВЭКСПО-2021: сборник докладов науч.-техн. конф. молодых специалистов.* Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 95–99.

3. Патент № 2647484 С1 Российская Федерация, МПК H02H 3/28. Способ определения интервалов однородности (сегментации) электрической величины: № 2016148043: заявл. 07.12.2016: опубл. 16.03.2018 / *Ю. Я. Лямец, А. Б. Атншикин, А. А. Белянин*; заявитель Общество с ограниченной ответственностью «Релематика».

4. *Антонов В. И.* Адаптивный структурный анализ электрических сигналов: теория и её приложения в интеллектуальной электроэнергетике. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018.

5. *Иванов С. В., Лямец Ю. Я., Макашкин Ф. А.* Спектральный анализ двухкомпонентного электрического сигнала на минимальном окне наблюдения // *Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: Материалы XIII всероссийской научно-технической конференции (Чебоксары, 7 июня 2019 г.).* Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 290–295.

Петряшин И.Е., Дементий Ю.А., Петряшин А.Е., Никонов И.Ю.
(Чебоксары, ООО «Релематика»)

ПРИМЕНЕНИЕ ОДНОКЛАССОВОЙ КЛАССИФИКАЦИИ ДЛЯ ЗАДАЧИ ЗАДАНИЯ УСЛОВИЙ СРАБАТЫВАНИЯ ЗАЩИТЫ ДАЛЬНЕГО РЕЗЕРВИРОВАНИЯ

Построение алгоритма релейной защиты означает разграничение в некотором наблюдаемом пространстве отслеживаемых и альтернативных режимов (α - и β -режимов) и задание в терминал условий срабатывания. К результирующему алгоритму предъявляются требования селективности и максимальной чувствительности.

Известны решения этой задачи, связанные с построением полигональных характеристик срабатывания [1]. Они обладают простотой построения и универсальностью, однако в общем случае не гарантируют максимальной чувствительности защиты вследствие невозможности полного использования информационной базы, предоставляемой имитационной моделью объекта (ИМО).

Использование полигональных характеристик в защите дальнего резервирования (ЗДР) осложняется в виду свойств используемой в ней информационной базы: наблюдаются токи и напряжения вдали от места повреждения, вследствие чего из-за пересечения областей α - и β -режимов свободной для срабатывания остается незначительная часть наблюдаемого пространства, которая должна быть описана с максимальной точностью. По этой причине необходимо использование характеристик, которые способны подстраиваться под изменяющиеся формы областей наблюдаемого пространства.

Предлагается использование семейства параметрических характеристик, построение которых осуществляется при помощи обучения классификатора.

Постановка задачи. Задание большинства характеристик срабатывания ЗДР основывается только на построении области β -режимов; предполагается, что область наблюдаемого пространства, не занятая β -режимами, принадлежит α -режимам. С точки зрения машинного обучения эта задача является задачей одноклассовой классификации. Для удобства ее решения вводится класс α -режимов, точки которого равномерно распределены в наблюдаемом пространстве. Такое преобразование позво-

ляет решать эту задачу как задачу двухклассовой классификации, которая является более простой.

Класс α -режимов вводится по всему наблюдаемому пространству, поэтому он оказывается неразделим с классом β -режимов. Это явление не позволит классификатору построить правильную границу, поэтому необходимо добиться разделимости классов. Для этого используется алгоритм KNN (алгоритм ближайших соседей), при помощи которого удаляются точки класса α -режимов, лежащие в области класса β -режимов. Для правильной работы алгоритма необходимо, чтобы плотность точек β -режимов была выше, чем у α -режимов. На рис. 1 представлен результат работы алгоритма KNN.

В данном случае алгоритмом KNN удаляются в том числе и точки, лежащие вблизи границы классов, что является нежелательным для дальнейшего построения границы. Этого можно избежать при повышении плотности точек класса α -режимов.

Построение границы. В качестве алгоритма классификации используется линейный алгоритм – логистическая регрессия (LR). При этом вектор обучающей выборки, составленный из точек классов, дополняется полиномиальными признаками четвертого порядка, полученными из исходных, что позволяет алгоритму строить нелинейную границу. Уравнение границы будет иметь вид

$$\sum_{i=1}^n w_i x_i = 0, \quad (1)$$

где \vec{w} – вектор параметров модели (ее веса), \vec{x} – обучающая выборка.

Для обеспечения условий селективности и максимальной чувствительности параметры обучения модели изменяются таким образом, чтобы одновременно выполнялись требования

$$recall_b = 1, \quad (2)$$

$$precision_a \rightarrow \max. \quad (3)$$

Имитационная модель. В качестве защищаемого объекта выбрана двухцепная ЛЭП с тремя отпайками. Ее имитационная модель представлена на рис. 2.

Имитационная модель отображает векторы наблюдаемых величин на плоскость замера классического безусловного реле (КБР)

$$\underline{Z} = \underline{U} / \underline{I}. \quad (4)$$

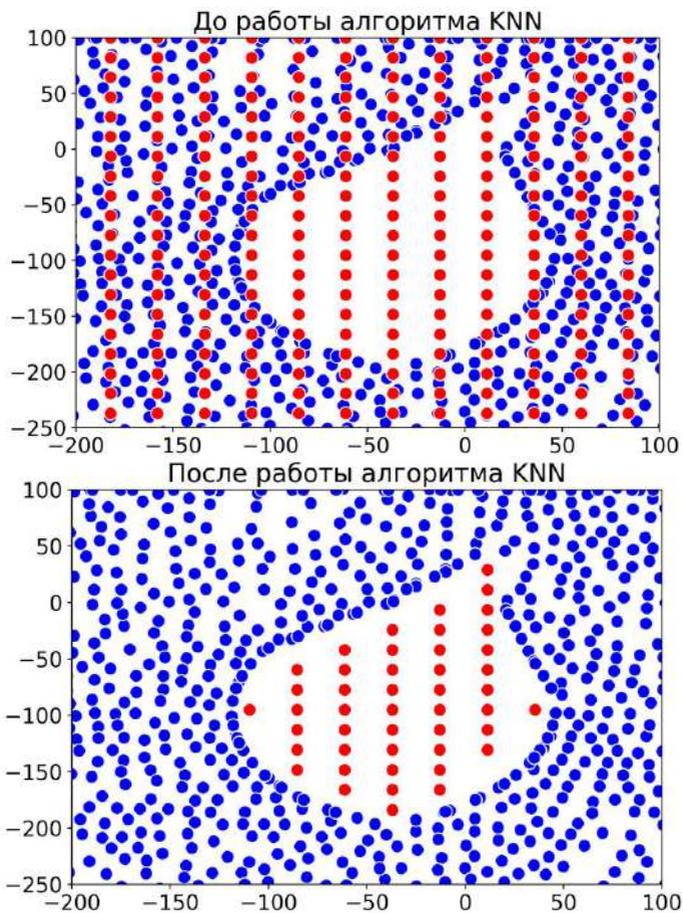


Рис. 1. Результат работы алгоритма KNN

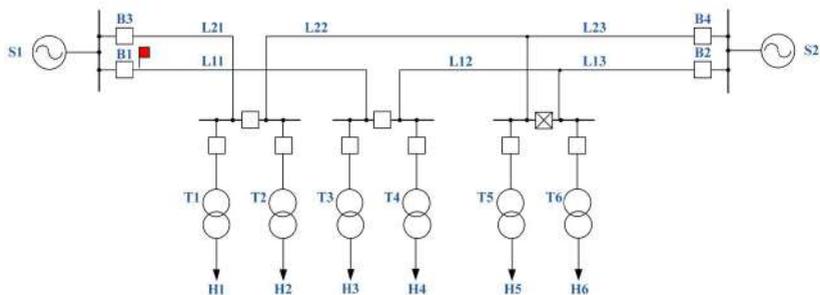


Рис. 2. Имитационная модель

КБР рассчитывается при всех конфигурациях положений выключателей В1-В4.

Граница β -режимов, а также точки внутри нее строятся одним из существующих алгоритмов [2, 3].

Результат работы алгоритма классификации. На рис. 3 представлена граница, построенная алгоритмом LR при условии выполнения требований (2), (3). Точки режимов соответствуют точкам, показанным на рис. 1.

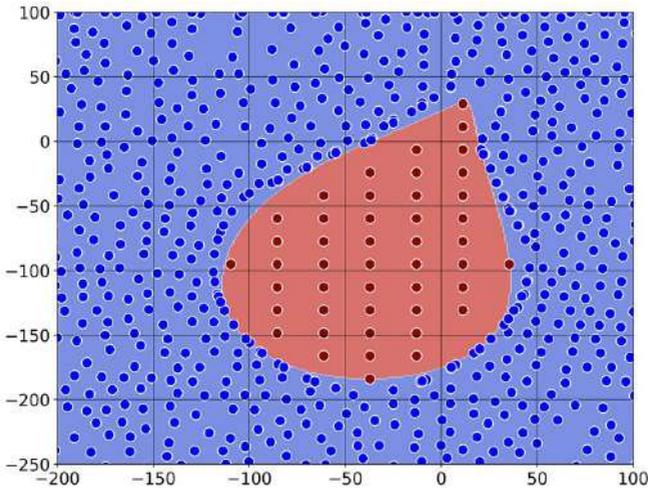


Рис. 3. Результат работы алгоритма

Задание условий срабатывания. Для оценки принадлежности режима классу используется логистическая функция

$$P_b = \frac{e^{\Gamma_x}}{1 + e^{\Gamma_x}}. \quad (5)$$

Для определения P_b необходима подстановка в уравнение границы (1) признаков (координат в наблюдаемом пространстве) режима.

Устанавливается соответствие между значением P_b и принадлежностью режима классу:

1) Если значение P_b находится в пределах $[0, 0,5)$, то режим принадлежит классу α -режимов.

2) Если значение P_b равно $0,5$, то режим лежит на границе классов.

3) Если значение P_b находится в пределах $(0,5, 1]$, то режим принадлежит классу β -режимов.

Исходя из этого условие принадлежности P_b полуинтервалу $[0, 0,5)$ будет являться условием срабатывания ЗДР.

Таким образом, задача задания условий срабатывания ЗДР сформулирована, как задача одноклассовой классификации. Введение класса α -режимов позволяет решать её как задачу двухклассовой классификации с использованием классических алгоритмов, в частности – логистической регрессии.

Представлено разграничение режимов для случая классического безусловного реле. Данное разграничение удовлетворяет требованиям селективности и максимальной чувствительности.

Для задания условий срабатывания, соответствующих разграничению режимов в наблюдаемом пространстве, необходимо использовать веса модели, определенные в процессе обучения. С их помощью для рассматриваемого режима определяется значение P_b логистической функции, на основании которого принимается решение относительно срабатывания защиты.

Литература

1. *Чернобровов Н. В., Семенов В. А.* Релейная защита энергетических систем. М.: Энергоатомиздат, 1998.

2. *Дементий Ю. А., Николаев К. П.* Детерминированный метод построения образа имитационной модели объекта // РЕЛАВЭКСПО-2021: сборник докладов науч.-техн. конф. молодых специалистов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 168–172.

3. *Дементий Ю. А., Петряшин А. Е., Петряшин И. Е.* Анализ эффективности активного обучения в задаче разграничения режимов работы энергообъекта // РЕЛАВЭКСПО-2021: сборник докладов науч.-техн. конф. молодых специалистов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 162–167.

Петряшин И.Е.
(Чебоксары, ООО «Релематика»)

АЛГОРИТМ ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАВНОМЕРНОЙ ПЛОТНОСТИ ОБЛАСТЕЙ ОТСЛЕЖИВАЕМЫХ И АЛЬТЕРНАТИВНЫХ РЕЖИМОВ

При рассмотрении задачи задания характеристик срабатывания релейной защиты как задачи классификации возникает необходимость построения граничных точек отслеживаемых и альтернативных режимов, а также обеспечения равномерной плотности областей режимов.

Задача нахождения граничных точек режимов подробно рассмотрена в работах [1-2], кроме того, она имеет аналитическое решение для случая двумерного наблюдаемого пространства [3]. Задача же обеспечения равномерной плотности ранее не рассматривалась в достаточной мере вследствие отсутствия необходимости информации о внутренних точках областей режимов.

В данной работе описывается итерационный алгоритм, обеспечивающий равномерную плотность точек режимов на основании использования имитационной модели объекта (ИМО).

Имитационная модель. Источником информации для алгоритма является ИМО, отображающая точки из объектного пространства в наблюдаемое. В данном случае используется ИМО линии 110 кВ с тремя объектными параметрами $\{x_f, R_f, d\}$, отображающая точки объектного пространства на плоскость замера сопротивления [3].

Описание работы алгоритма. Для оценивания плотности в наблюдаемом пространстве вводится сетка, разбивающая его на ячейки. Предполагается, что если в ячейке имеются точки, принадлежащие интересующему режиму, то условие равномерной плотности в ней выполняется, иными словами ячейка заполнена. На рис. 1 представлено деление ячеек наблюдаемого пространства: синим показаны заполненные ячейки, красным – незаполненные.

В незаполненных ячейках необходимо нахождение точек режима. Для этого рассматривается каждая незаполненная ячейка и находится ближайшая к ней точка режима (расстояние вычисляется от центра ячейки). Найденные таким образом точки используются

для получения дополнительной информации о незаполненных ячейках: для каждой точки создается семейство подобных ей точек, объектные параметры которых распределены вокруг объектных параметров исходной точки. Таким образом находятся точки, лежащие в незаполненных ячейках. На рис. 2 представлено разделение ячеек до и после нахождения новых точек.

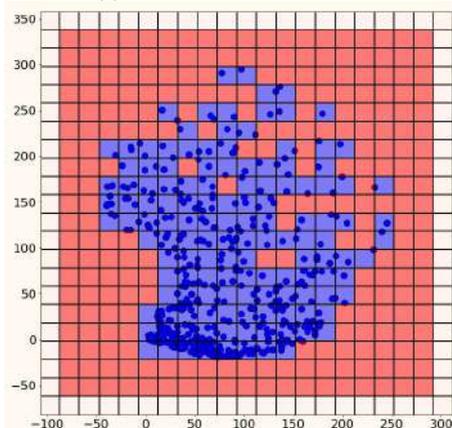


Рис. 1. Разделение ячеек на заполненные и незаполненные

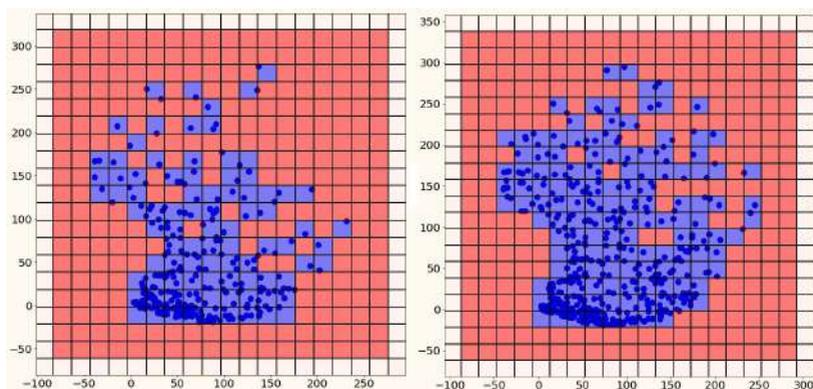


Рис. 2. Разделение ячеек до и после нахождения новых точек

Операция нахождения новых точек повторяется до тех пор, пока все интересующие незаполненные ячейки не будут заполнены. Так как среди незаполненных присутствуют ячейки, в которых в действительности не содержится точек режима, то вво-

дится критерий остановки алгоритма: алгоритм останавливается через n итераций после того, как количество заполненных ячеек перестало изменяться. Значение параметра n подбирается исходя из количества объектных параметров – чем их больше, тем больше значение параметра n .

На рис. 3 представлены этапы построения области с равномерной плотностью на примере реле сопротивления.

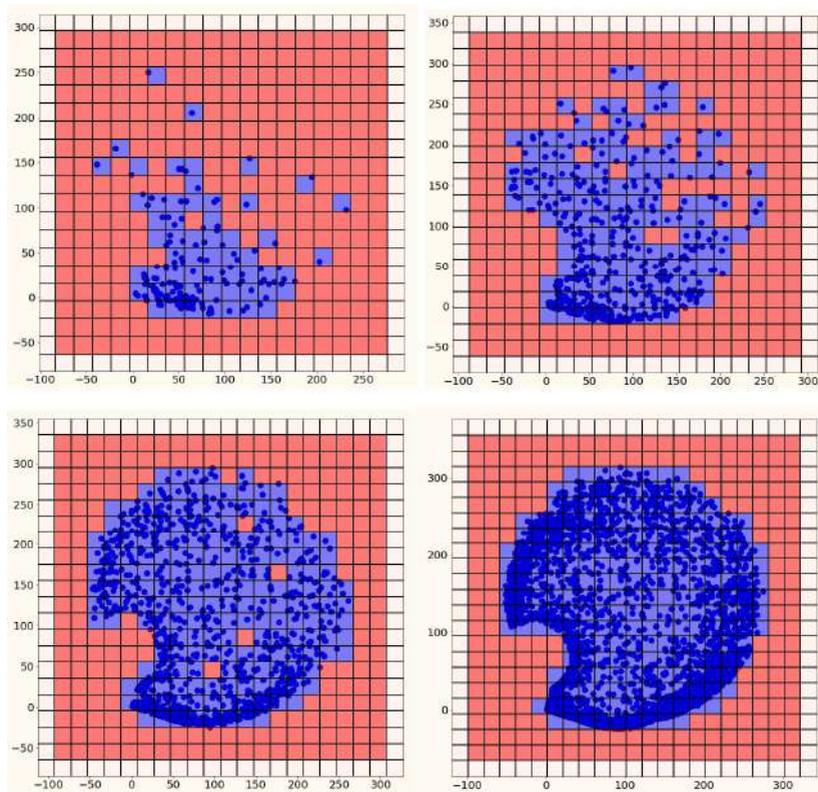


Рис. 3. Построение области с равномерной плотностью

В данном случае для построения области с равномерной плотностью потребовалось 17 итераций.

Таким образом, реализован алгоритм, позволяющий итеративно строить области режимов с равномерной плотностью.

Предложен критерий остановки алгоритма, предотвращающий выполнение излишнего количества итераций. Разработанный алгоритм применен для построения области реле сопротивления. Построенная область не содержит анклавов незаполненных ячеек, что свидетельствует о правильности процедуры построения.

Литература

1. *Мартынов М. В.* Исследование и разработка обучаемых модулей микропроцессорных защит линий электропередачи: специальность 05.14.02 Электрические станции и электроэнергетические системы: автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Мартынов Михаил Владимирович. Чебоксары, 2014. 22 с.

2. *Дементий Ю. А., Петряшин А. Е., Петряшин И. Е.* Анализ эффективности активного обучения в задаче разграничения режимов работы энергообъекта // РЕЛАВЭКСПО-2021: сборник докладов науч.-техн. конф. молодых специалистов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 162–167.

3. *Граничные режимы в методике обучения релейной защиты. Часть 1. граничные условия и обучающие процедуры / Ю. Я. Лямец [и др.] // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2009. № 4. С. 24–30.*

Дементий Ю.А., Шорников Е.В.
(Чебоксары, ООО «Релематика»)

ПРИМЕНЕНИЕ АКТИВНОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

В работе [1] предложен алгоритм интервальной оценки параметров объекта, решающий задачу параметрической идентификации. Алгоритм использует как информацию с имитационной модели объекта (ИМО), так и информацию с реального объекта. В общем случае алгоритм позволяет получить границы интервала объектных параметров, однако точность работы алгоритма зависит от количества информативных точек, используемых для обучения мо-

дели параметрического идентификатора. Под информативностью точки понимается мера её влияния на форму и положение границы интервала [4]. Влияние информативности данных на результаты работы алгоритмов, как показано в работах [1–3], обуславливает необходимость поиска информативных точек для увеличения информативности обучающей выборки.

Целью данной работы является разработка методики обучения модели на основе поиска информативных точек для увеличения обобщающей способности и предотвращения переобучения.

Пусть имеется имитационная модель (ИМО) F , связывающая параметры объекта и наблюдаемые величины. Требуется на основании модели F обучить алгоритм интервальной оценки параметров объекта.

Алгоритм интервальной оценки параметров объекта аппроксимирует обратную к ИМО функцию

$$\mathbf{x} = F^{-1}(\mathbf{v}) \quad (1)$$

для оценки объектных параметров на основе наблюдаемых, которая, в общем случае, многозначна. В выражении (1) \mathbf{x} – объектные параметры; \mathbf{v} – наблюдаемые величины.

Предлагается выполнять поиск информативных точек в объектном пространстве с последующим отображением точек в наблюдаемое пространство и дообучением моделей.

Итерация обучения состоит из поиска информативных точек в наблюдаемом пространстве. Алгоритм пытается найти новые информативные точки рядом с уже существующими.

Информативные точки, найденные в наблюдаемом пространстве, смещаются в объектном пространстве на случайное расстояние в случайную сторону. Смещенные точки отображаются в наблюдаемое пространство и дополняют собой обучающую выборку.

Процесс объединения новых информативных точек с текущей обучающей выборкой сопровождается фильтрацией, которая заключается в удалении точек, потерявших информативность вследствие изменения параметров модели.

Блок схема алгоритма активного обучения представлена на рис. 1.

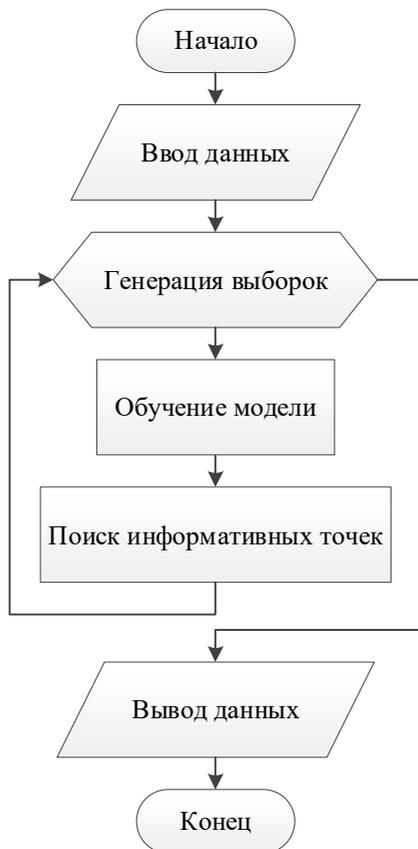


Рис. 1. Блок схема алгоритма активного обучения

Целью эксперимента является сравнение результатов работы алгоритма интервальной оценки параметров объекта с активным обучением и алгоритма, обученного на прецедентах с фиксированной информативностью.

На рис. 2 представлены результаты работы алгоритмов. Пунктирная линия характеризует истинные границы интервала, темные линии – границы интервала алгоритма, обученного на прецедентах, светлые линии границы – интервала алгоритма с активным обучением. Как видно из рис. 2, результат работы алгоритма с активным обучением позволяет получить границы интервала объектных параметров стремящиеся к истинным.

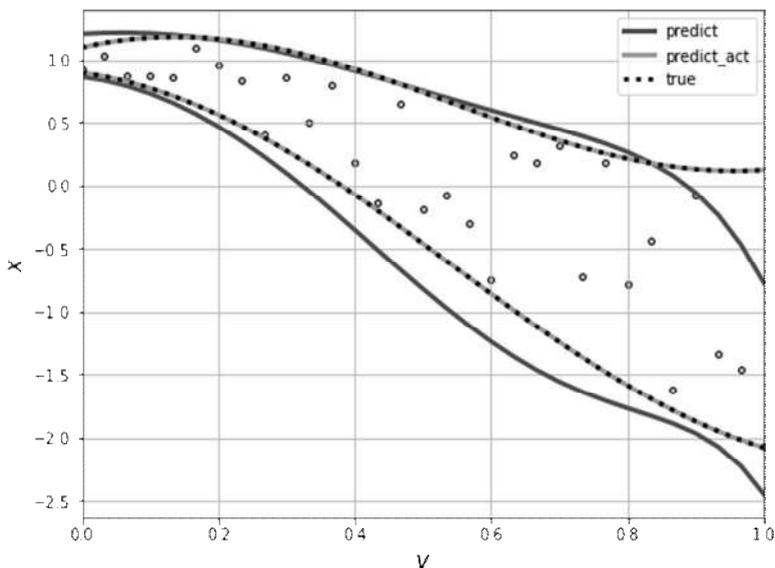


Рис. 2. Граничные линии параметрического идентификатора.

Выводы.

1. Предложен подход к обучению модели параметрического идентификатора с использованием принципов активного обучения.
2. Активное обучение позволяет обучать модель параметрической идентификации объекта, обеспечивая наилучший результат из всех возможных.
3. Активное обучение является эффективным методом борьбы с переобучением модели.

Литература

1. Дементий Ю. А., Шорников Е. В. Машинное обучение для интервальной оценки параметров объекта // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: материалы науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. унта, 2021. С. 153–157.
2. Дементий Ю. А., Петряшин А. Е., Петряшин И. Е. Анализ применимости классических алгоритмов ml в практических задачах энергетики // Современные тенденции развития цифро-

вых систем релейной защиты и автоматики: материалы науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 142–147.

3. Дементий Ю. А., Маслов А. Н., Николаев К. П. Нейросетевая классификация режимов // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: материалы науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 147–152.

4. Дементий Ю. А. Активное обучение классификатора режимов работы объекта с использованием имитационной модели // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: материалы науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 157–162.

Дементий Ю.А., Шорников Е.В.
(Чебоксары, ООО «Релематика»)

РЕГУЛЯРИЗАЦИЯ В ЗАДАЧЕ ОБУЧЕНИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Известны подходы к решению задачи параметрической идентификации, предложенные в работах [1, 2], заключающиеся в оптимизации обратной целевой функции, которая предполагается однозначной. Однако в общем случае обратная функция многозначна, поэтому вместо точечной оценки целесообразно использовать интервальную оценку параметров объекта, что отражено в работе [3]. Описанный в [3] алгоритм обобщает решение задачи за счет использования квантильной регрессии для получения верхней и нижней оценки неизвестного параметра. Однако он не учитывает в работе информативность имеющейся обучающей выборки. Информативностью выборки является её способностью характеризовать форму и положение границы интервала модели параметрической идентификации [4]. Дефицит информативности способствует переобучению модели и снижению обобщающей способности, что приводит к ухудшению точности работы на новых отсутствующих в обучающей выборке данных.

Целью данной работы является разработка метода, позволяющего обучать модели параметрической идентификации с повышенной обобщающей способностью без изменения информативности выборки.

Пусть имеется алгоритм интервальной оценки параметров объекта, представляющий собой две аналитически определенные модели верхней и нижней оценки параметра. Требуется увеличить обобщающую способность модели параметрической идентификации путем выбора оптимальной сложности модели.

Для оптимизации сложности алгоритма предлагается использовать метод регуляризации. Регуляризация – это метод, который добавляет дополнительные ограничения на решение оптимизационной задачи для предотвращения переобучения. Ограничения накладываются путём дополнения оптимизируемой функции

$$L = \sum_i \hat{a} (x_i - x(v_i))^2 + l_1 \sum_i \hat{a} |w_i| + l_2 \sum_i \hat{a} w_i^2 \quad (1)$$

штрафами, зависящими от величин параметров модели. В выражении (1) l_1, l_2 – коэффициенты регуляризации; w – коэффициенты модели границы интервала.

Существуют базовые методы регуляризации: метод регуляризации через Манхэттенское расстояние и метод регуляризации Тихонова [5]. Возможны варианты регуляризации, которые используют другие математические преобразования коэффициентов модели, а также использующие несколько методов одновременно.

В процессе обучения модели, описывающей прецеденты, возникает дилемма смещения-дисперсии, где смещение – это мера ошибочного предположения модели, дисперсия – это восприимчивость модели к малым отклонениям. Дилемма заключается в том, что смещение и дисперсия – связанные величины и при уменьшении одной увеличивается другая. В процессе обучения разрабатываемый метод должен найти баланс между смещением и дисперсией путем выбора оптимальной сложности модели.

На рис. 1 изображена блок-схема регуляризации процесса обучения модели, где l – сила регуляризации; k – скорость изменения l . Каждую итерацию алгоритм обучает модель границы интервала на обучающей выборке, оценивает качество работы модели на тестовой выборке, корректирует силу регуляризации l .

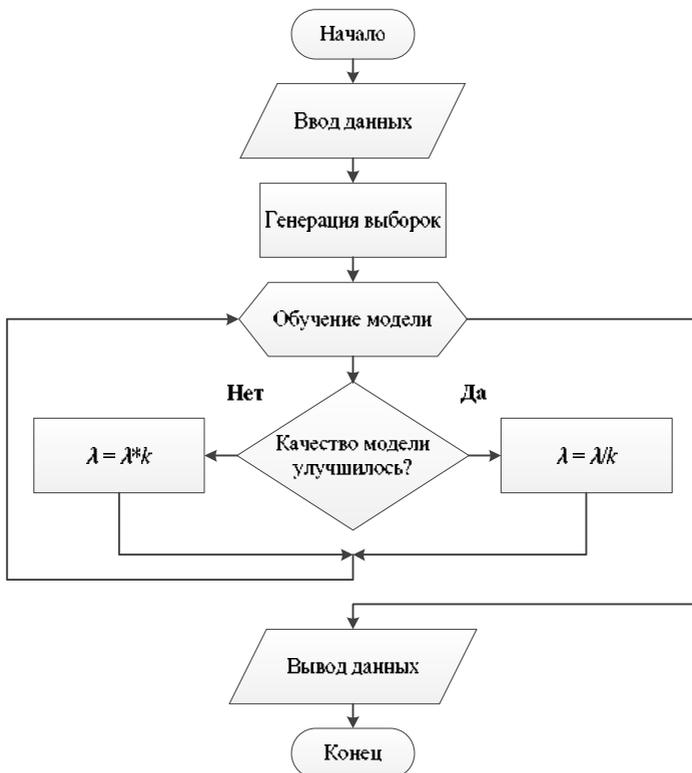


Рис. 1. Блок схема регуляризации процесса обучения модели

Целью эксперимента является сравнение обобщающей способности алгоритма, предложенного в [3] и алгоритма с регуляризацией, предложенного в данной работе.

На рис. 2 изображены результаты работы алгоритмов: пунктирной линией отмечены истинные границы интервала, светлой линией – границы интервала алгоритма, предложенного в [3], темной линией – границы интервала алгоритма с регуляризацией.

Выборка данных, используемая в эксперименте, позволила алгоритму без регуляризации добиться минимального значения функции потерь на обучающей выборке, но не на тестовой, что является признаком переобучения. Алгоритм с регуляризацией показывает лучший результат на тестовой выборке, что свидетельствует о более высокой обобщающей способности алгоритма.

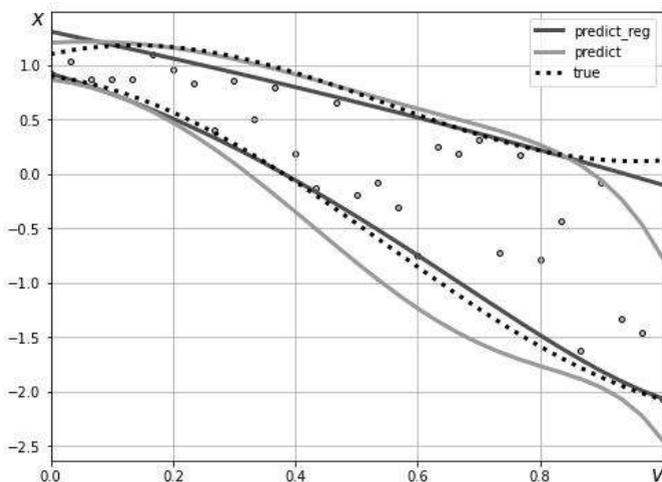


Рис. 2. Границы интервалов и точки обучающей выборки

Выводы.

1. Разработан алгоритм обучения моделей параметрической идентификации, позволяющий увеличить обобщающую способность модели без изменения информативности обучающей выборки.

2. Границы интервала, полученные алгоритмом с регуляризацией, находятся ближе к истинным значениям в сравнении с алгоритмом без регуляризации. Разработанный алгоритм имеет более высокую обобщающую способность.

3. Разработанный алгоритм не предполагает предварительной настройки коэффициента регуляризации, что упрощает работу с ним.

Литература

1. Дементий Ю. А., Шорников Е. В. Обучаемый модуль параметрической идентификации сигнала // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы XII Всероссийской науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 395–398.

2. Дементий Ю. А., Шорников Е. В. Анализ эффективности обучаемого модуля параметрической идентификации // Электро-

энергетика глазами молодежи-2020: матер. XI междунар. науч.-техн. конф., том I. Ставрополь: Изд-во Северо-Кавказский федеральный университет, 2020. С. 323–326.

3. Дементий Ю. А., Шорников Е. В. Машинное обучение для интервальной оценки параметров объекта // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: материалы науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 153–157.

4. Дементий Ю. А. Активное обучение классификатора режимов работы объекта с использованием имитационной модели // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: материалы науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 157–162.

5. Boyd S., Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge: Cambridge University Press, 2007. 716 p.

Дементий Ю.А., Маслов А.Н.
(Чебоксары, ООО «Релематика»)

ОЦЕНКА РАСПОЗНАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ НЕЙРОСЕТЕВОГО КЛАССИФИКАТОРА РЕЖИМОВ ПРИ НЕДОСТАТОЧНОМ КОЛИЧЕСТВЕ ПРЕЦЕДЕНТОВ

Построение любого алгоритма релейной защиты преследует цель обеспечения селективности. В то же время необходимо достигнуть достаточной распознающей способности.

Известно, что при достаточном количестве информативных прецедентов нейросетевой классификатор способен обеспечить абсолютную селективность, обеспечив при этом максимальную чувствительность [1].

В работе оценивается распознающая способность нейросетевого классификатора, то есть способность отличать короткие замыкания в пределах защищаемой зоны от коротких замыканий за пределами защищаемой зоны при различном количестве прецедентов в обучающей выборке.

Для генерации прецедентов использовалась математическая модель линии с двухсторонним питанием, изображённая на рис. 1. Имитационная модель выступает в роли источника информации о токе и напряжении в месте наблюдения. Токи и напряжения используются для расчёта сопротивления \underline{Z} на зажимах реле. Пара \underline{Z} и информация о принадлежности данного режима к внешнему или внутреннему короткому замыканию образует прецедент. Множество различных значений сопротивления, принадлежащих только к внутренним КЗ или только к внешним, образует класс.

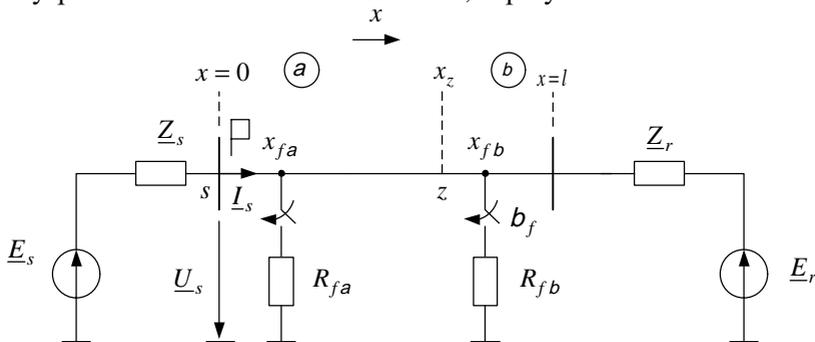


Рис. 1. Имитационная модель линии

Фиксированные параметры модели приведены в табл. 1, варьируемые параметры в табл. 2. Варьируемые параметры генерируются с использованием генератора псевдослучайных чисел. Угол передачи линии δ , а также расстояние до места повреждения x_f распределены равномерно, так как все значения в пределах диапазона варьирования принимаются равновероятными. Переходное сопротивление в месте повреждения R_f распределено логарифмически равномерно из предположения, что наиболее часто возникают короткие замыкания через сравнительно небольшие переходные сопротивления.

Распознающая способность классификатора оценивается по отложенной выборке прецедентов (10000 режимов каждого класса) [2]. Порог срабатывания классификатора выбирается таким образом, чтобы все прецеденты, относящиеся к внешним коротким замыканиям, распознавались классификатором верно. Таким образом, класс, соответствующий внешним коротким замыканиям, устанавливается в качестве приоритетного. Обучение классифика-

тора осуществляется 1000 раз для N прецедентов каждого класса, где N принимает значения от 1 до 1500. При этом для каждого случая обучения генерируются новые прецеденты.

Табл. 1. Фиксированные параметры модели

Параметр	Значение
$U_{\text{ном}}$	110 кВ
l	100 км
\underline{Z}^0	$0,1+j0,4$ Ом/км
\underline{Z}_s	$1+j10$ Ом
\underline{Z}_r	$5+j50$ Ом

Табл. 2. Варьируемые параметры модели

Параметр	Диапазон значений
δ	$-30^\circ \dots 30^\circ$
$x_{f\alpha}$	$0 \dots 80$ км
$x_{f\beta}$	$80 \dots 100$ км
R_f	$0 \dots 50$ Ом

На оси абсцисс (рис. 2) отложено количество прецедентов в обучающей выборке, а по оси ординат – доверительный интервал для доли режимов, которую удаётся распознать (рис. 2, а), и средневзвешенное переходное сопротивление в месте повреждения для распознанных КЗ (рис. 2, б).

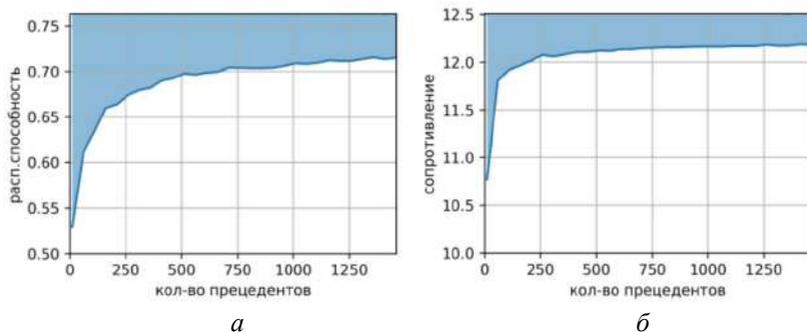


Рис. 2. Зависимости от количества прецедентов в обучающей выборке: доли распознанных режимов (а), средневзвешенного сопротивления (б)

Доля режимов, которые удаётся распознать, рассчитывается как отношение количества распознанных прецедентов, относящихся к повреждению в пределах защищаемой зоны, к общему количеству прецедентов, относящихся к коротким замыканиям в защища-

емой зоне. Средневзвешенное переходное сопротивление рассчитывается как отношение суммы переходных сопротивлений распознанных повреждений к количеству распознанных прецедентов в защищаемой зоне.

По отложенной выборке определяется эталонное значение доли режимов, которые удаётся распознать при использовании в качестве замера комплексного сопротивления на зажимах реле, а также эталонное значение средневзвешенного сопротивления.

На рис. 2 видно, что при увеличении числа прецедентов, генерируемых согласно описанному распределению, графики стремятся к эталонным значениям. Представленные результаты не соответствуют физическому пределу распознаваемости, так как получены с использованием прецедентного подхода к обучению, не позволяющего контролировать информативность обучающей выборки [3].

Таким образом, обучение нейросетевого классификатора возможно на любом количестве прецедентов, отличном от нуля. Чувствительность такого классификатора значительно уступает чувствительности классификатора, обученного с использованием выборки прецедентов с контролируемой информативностью. Показанные результаты получены для заведомо известного порога срабатывания, обеспечивающего селективность, то есть являются наилучшими из всех возможных результатов.

Литература

1. *Дементий Ю. А., Маслов А. Н., Николаев К. П.* Нейросетевая классификация режимов // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: материалы науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 147–152.

2. *Haykin S.* Neural Networks: A Comprehensive Foundation Subsequent Edition. Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, United States. 1998. 842 p.

3. *Дементий Ю. А.* Активное обучение классификатора режимов работы объекта с использованием имитационной модели // Современные тенденции развития цифровых систем релейной защиты и автоматики: материалы науч.-техн. конф. молодых специалистов форума «РЕЛАВЭКСПО-2021». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 157–162.

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ЦИФРОВЫЕ ФИЛЬТРЫ В ЗАЩИТЕ ТРАНСФОРМАТОРА

В представленной работе оценивается быстродействие дифференциальной токовой защиты (ДТЗ) с использованием различных алгоритмов цифровой обработки сигнала дифференциального тока в режиме внутреннего повреждения защищаемого трансформатора. Рассмотрению подлежат три цифровых фильтра ортогональных составляющих: фильтр Фурье (ФФ), фильтр с нарастающим окном наблюдения (ФОС НОН) и быстродействующий адаптивный фильтр, настроенный на выделение экспоненциальной составляющей [1]. Эффективность работы фильтров оценивается на примере обработки сигнала дифференциального тока в режиме внутреннего КЗ трансформатора. Частота дискретизации входного сигнала $f_d = 1000$ Гц. Сравнение работы фильтров происходит на окнах в 4, 10 и 20 отсчетов.

Имитационная модель построена со следующими допущениями: используются идеальные модели трансформаторов тока (ТТ) без учета влияния насыщения магнитопровода, а силовой трансформатор моделируется без учета нелинейной характеристики намагничивания.

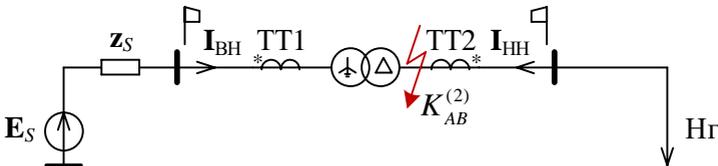


Рис. 1. Схема исследуемой сети

Параметры модели (рис. 1): система: $E_{\text{СНОМ}} = 110$ кВ, $z_{S1} = 1,2 + j12$ Ом, $z_{S0} = 0,6 + j5,6$ Ом. Двухобмоточный трансформатор типа ТДН-63000/110: $S_{\text{НОМ}} = 63$ МВА, $U_{\text{ВН}} = 115$ кВ, $U_{\text{НН}} = 38,5$ кВ, $U_k = 10,5\%$, $P_k = 245$ кВт, $DP_x = 50$ кВт, $I_x = 0,5\%$. ТТ: $k_{\text{ТТ1}} = 300/1$, $k_{\text{ТТ2}} = 800/1$, измерительные ТТ соединены в звезду. Нагрузка: $S_{\text{Нр}} = 32$ МВА, $\cos \varphi = 0,8$.

При помощи имитационной модели получен дифференциальный ток фазы А аварийного процесса $K_{AB}^{(2)}$ на выводах низшего напряжения трансформатора через переходное сопротивление $R_f = 0,1$ Ом.

На рис. 2 представлены во времени результаты обработки сигнала дифференциального тока цифровыми фильтрами. Для наглядности на осциллограмме показаны отсчеты мгновенных значений дифференциального тока и его расчетного значения периодической составляющей. Из приведенных графиков видно, что для фильтров суммирующего типа (ФФ, ФОС НОН) уменьшение окна работы повышает быстродействие, но негативно сказывается на точности обработки сигнала при большом значении апериодической составляющей.

Адаптивный фильтр позволяет получить точный результат за минимальное время – 4 мс. Указанное объясняется тем, что в рассматриваемом сигнале помимо периодической составляющей основной гармоники присутствует затухающая экспоненциальная составляющая сопоставимой величины, а по принципу действия фильтр настроен на определение именно сигналов этих форм.

Дополнительно рассмотрено применение быстродействующих фильтров на осциллограммах реальных повреждений. На рис. 3 представлены осциллограмма дифференциального тока внутреннего повреждения трансформатора с устройства РЗА и ее обработка фильтрами. Цифрами на осциллограммах обозначен порядковый номер отсчета от момента возникновения КЗ, на котором замер ДТЗ попадает в зону срабатывания. Замер представляет собой зависимость дифференциального тока от тормозного, при этом тормозной ток определяется как наибольший из токов плеч [2]. Поведение самих замеров при использовании разных способов фильтрации дифференциального тока представлено на рис. 4, тормозной ток во всех случаях определялся при помощи ФФ.

На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы:

- 1) фильтры суммирующего типа на окне в 20 отсчетов уступают в быстродействии и адаптивному фильтру, и ФОС НОН, настроенному для работы на четырех отсчетах;

- 2) значения составляющей основной частоты дифференциального тока, полученные обработкой сигнала адаптивным фильтром,

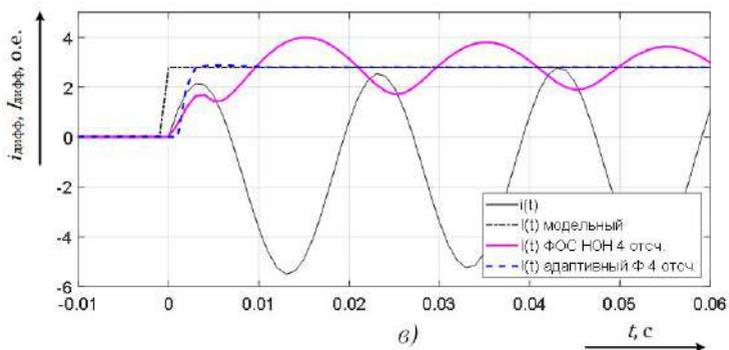
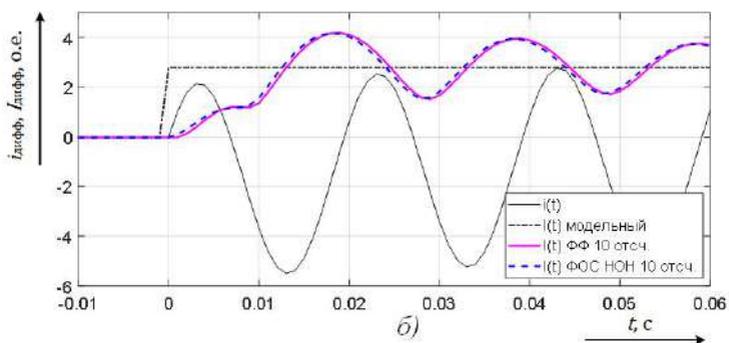
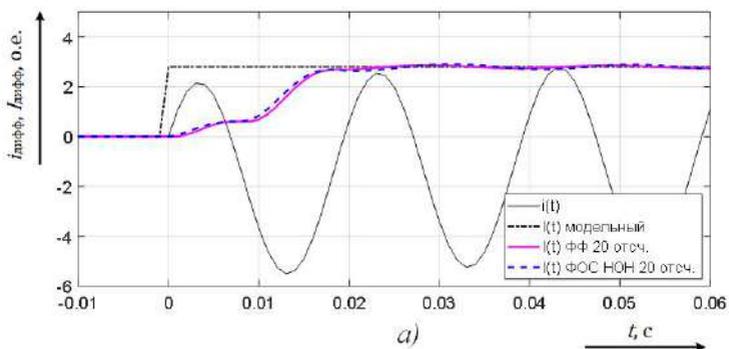


Рис. 2. Обработка дифференциального тока фильтрами: работа фильтров на окне в 20 отсчетов (а); работа фильтров на окне в 10 отсчетов (б); работа фильтров на окне в 4 отсчета (в)

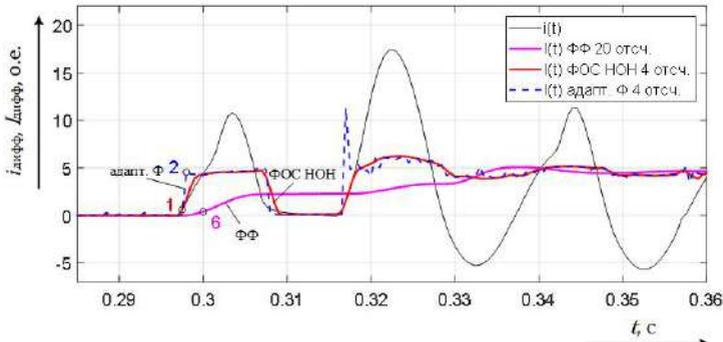


Рис. 3. Анализ осциллограммы реального повреждения

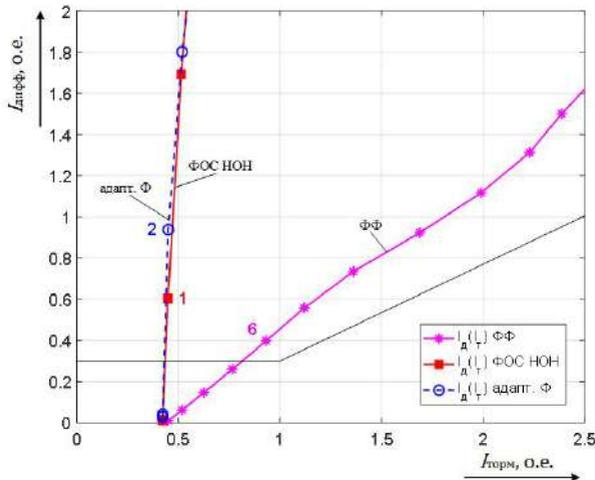


Рис. 4. Годографы замеров ДТЗ при разной фильтрации дифференциального тока

изменяются скачкообразно и значительно могут превосходить истинное значение периодической составляющей тока, что, в свою очередь, может привести к ложным срабатываниям ДТЗ;

3) фильтры, работающие на окне в 4 мс оказываются особо чувствительными к переходным процессам.

Таким образом, по быстрдействию ДТЗ при внутренних повреждениях трансформатора фильтр Фурье уступает фильтрам, работающим на малом окне наблюдения или настроенным на выделение аperiodической составляющей.

Полученные результаты позволяют перейти к исследованиям эффективности рассмотренных цифровых фильтров в условиях внешних повреждений, перегрузок и иных режимов работы трансформатора. Перспективной задачей представляется синтез цифрового быстродействующего фильтра без ухудшения чувствительности и селективности действия релейной защиты

Литература

1. *Лямец Ю. Я., Романов Ю. В., Широкин М. Ю.* Быстрое оценивание синусоидальной составляющей тока короткого замыкания // *Электричество*. 2012. № 4. С. 9–13.

2. Терминал защиты трансформатора 110-220 кВ типа «ТОР 300 ДЗТ 5ХХ». Руководство по эксплуатации. Описание функций защит. АИПБ.656122.011-002 РЭ v20.1. 48 с.

Шалимов А.С.

(Чебоксары, НПП «Динамика»)

ОСОБЕННОСТИ ТЕСТИРОВАНИЯ ГИБРИДНОГО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОННОГО УСТРОЙСТВА С ЦИФРОВЫМИ И АНАЛОГОВЫМИ ВХОДАМИ

При реализации систем релейной защиты многообмоточных трансформаторов, шин, ошинок и др. могут применяться интеллектуальные электронные (ИЭУ) устройства релейной защиты (РЗ), входные цепи которых могут быть комбинированными [1], т.е. могут использовать сигналы, полученные непосредственно от электромагнитных измерительных трансформаторов и через «шину процесса» на основе протокола Sampled Values IEC61850-9-2 [2] (рис. 1).

Для испытаний подобных устройств необходимо применение испытательных систем с поддержкой цифровых (SV-потоков) и аналоговых выходов, либо несколько независимых цифровых и аналоговых устройств, синхронизированных между собой.

Основную сложность при выполнении проверок с использованием испытательных систем разного типа для тестирования комбинированных ИЭУ является обязательное требование их синхронизации от источника точного (единого) времени с учётом отсутствия фазовых сдвигов между цифровыми отсчётами (ЦО) SV-потоков и аналоговыми сигналами (рис. 2).

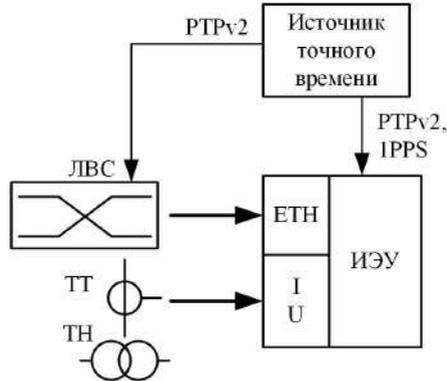


Рис. 1. Обобщённая схема комбинированного ИЭУ

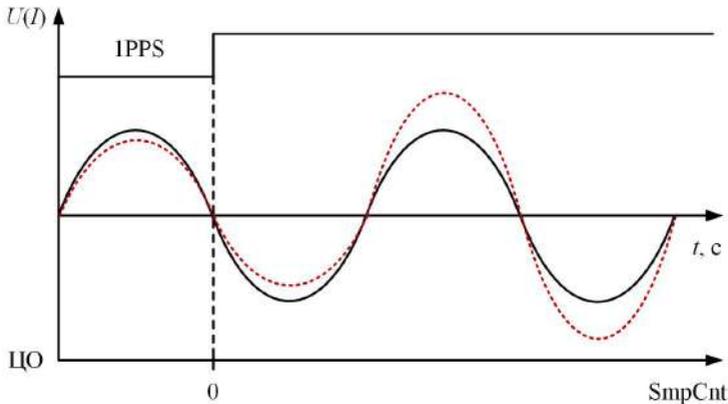


Рис. 2. Совмещение цифровых отсчётов SV и аналогового сигнала

При наличии поддержки протокола точного времени RTPv2 в испытательных установках, синхронизация обеспечивает минимальную угловую погрешность между ЦО при испытаниях комбинированного ИЭУ, не превышающую ± 2 мкс или $0,036^\circ$.

В случае, когда одно из испытательных устройств синхронизируется по синхросигналам 1PPS, погрешность будет зависеть от среды сигнала и задержки его обработки на входе прибора. Например, при установленной суммарной задержке, включающей антидребезг в 100 мкс, угловой сдвиг между ЦО составит $1,8^\circ$.

Указанные особенности совместного применения испытательных устройств разного типа при проверках комбинированных ИЭУ

РЗ необходимо учитывать при проведении соответствующих испытаний параметров и характеристик их срабатывания.

Литература

1. *Дони Н. А.* Особенности совместного использования устройств релейной защиты на основе стандарта IEC 61850-9-2LE и защит с традиционными аналоговыми цепями // Релейщик. № 1, 2015.

2. Communication networks and systems for power utility automation Part 9-2: Specific communication service mapping (SCSM) Sampled values over ISO/IEC 8802-3. International standart IEC 61850-9-2 Edition 2.1 2020-02.

Марков Р.В.

(Чебоксары, НПП «Динамика»)

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ТЕСТИРОВАНИЯ И НАЛАДКИ УСТРОЙСТВ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ РЕТОМ-71

Одной из последних разработок НПП «Динамика» является аппаратно-программный комплекс РЕТОМ-71 серии «Калибр», предназначенный для высокоточного тестирования сложных современных защит, а также метрологической поверки счетчиков электроэнергии. РЕТОМ-71 сочетает в себе современную аппаратную часть и специализированное программное обеспечение, позволяющее провести различные виды проверок релейной защиты и автоматики (рис. 1) [Лит.].

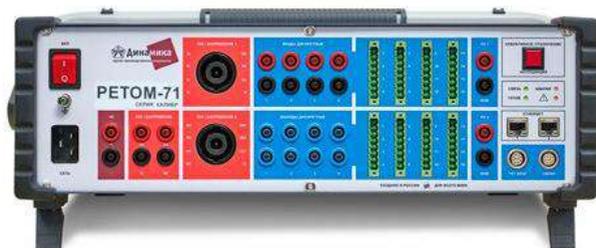


Рис. 1. Аппаратно-программный комплекс РЕТОМ-71 серии «Калибр»

Основные технические характеристики:

- класс точности 0,1; две трехфазные системы тока;

- выходной ток I_{\max} в шестифазном режиме 20 А; в трёхфазном (три канала по два источника соединены параллельно) 40 А; в однофазном (шесть источников соединены параллельно) 120 А;
- две трехфазные системы напряжения;
- выходное напряжение U_{\max} в шестифазном режиме 140 В; в трёхфазном режиме 140 В; в однофазном (два источника соединены последовательно) 280 В;
- встроенный источник напряжения постоянного тока (264 В);
- дискретные входы/выходы – 16/16;
- полнофункциональный двухканальный осциллограф-мультиметр; поддержка стандарта МЭК 61850;
- широкий сектор специальных программ для автоматизированной проверки устройств РЗА.

Также возможности РЕТОМ-71 позволяют создавать сложные системы из нескольких устройств (рис. 2).



Рис. 2. Синхронная работа комплексов по сигналам GPS

Программа позволяет управлять несколькими приборами одновременно, обеспечивая их синхронную работу, что делает процесс диагностики сложных систем РЗА более быстрым и удобным. Использование комплекса РЕТОМ-71 совместно с РЕТОМ-61850 позволяет проводить полноценные испытания, как традиционных устройств релейной защиты и автоматики, так и поддерживающих стандарт МЭК 61850.

Литература

Официальный сайт НПП «Динамика» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://dynamics.com.ru> (дата обращения: 26.04.2021).

Волошин А.А., Лебедева Н.С., Курганов А.В.
(Москва, НИУ МЭИ)

ПРОВЕДЕНИЕ ИСПЫТАНИЙ КОМПЛЕКСОВ РЗА ЦИФРОВЫХ ПОДСТАНЦИЙ С РАЗЛИЧНЫМИ АРХИТЕКТУРАМИ (ДЕЦЕНТРАЛИЗОВАННАЯ, ЦЕНТРАЛИЗОВАННАЯ, ГИБРИДНАЯ) ДЛЯ ВЫЯВЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПОСЛЕ ОТКАЗА*

В настоящее время различными энергетическими и крупными промышленными компаниями активно ведутся работы по разработке и внедрению в опытную эксплуатацию цифровых подстанций (ЦПС). В связи с этим было принято решение о создании на базе лаборатории Центра НТИ МЭИ полигона РЗА ЦПС для проведения исследований надежности и эффективности комплексов РЗА ЦПС с различными архитектурами.

Работы по созданию комплексов РЗА ЦПС ведутся Центром НТИ МЭИ в рамках выполнения НИОКР «Разработка и внедрение комплексов РЗА ЦПС с различными архитектурами (централизованная, децентрализованная, гибридная)». В рамках НИОКР разработаны программы и методики испытаний комплексов РЗА ЦПС и проведены исследования эффективности работы комплексов. При выполнении НИОКР применяются результаты проведенных ранее исследований [1].

Для реализации комплексов РЗА ЦПС использовано оборудование следующих производителей: 1) комплекс с децентрализованной архитектурой: оборудования иностранных и отечественных фирм-производителей Siemens, ABB, ООО НПП «ЭКРА», ООО «Релематика»; 2) комплекс с централизованной архитектурой: оборудование ООО «Прософт-Системы»; 3) комплекс с гибридной архитектурой: оборудование ООО «Смарт Грид Компани», ООО «Фирма ОРГРЭС», АО «Элеси».

При проведении исследований установлено, что при использовании децентрализованной архитектуры при отказе терминала РЗА происходит частичная потеря функции комплекса РЗА, объем работ

* Исследование выполнено на средства гранта на государственную поддержку центра Национальной технологической инициативы «Технологии транспортировки электроэнергии и распределенных интеллектуальных энергосистем», созданного на базе ФГБОУ ВО «НИУ «МЭИ».

по восстановлению отказавшего терминала и время восстановления оказываются небольшими. Недостатком комплексов РЗА данной архитектуры является их высокая стоимость.

Централизованные архитектуры РЗА при отказе одного из взаиморезервирующих централизованных устройств не теряют функций РЗА, но требуют большого объема работа и большого времени восстановления из-за необходимости проверки всех функции, заложенных в отказавший терминал. Достоинством комплексов РЗА ЦПС с централизованной архитектурой является их минимальная стоимость.

Гибридная архитектура с гибким перераспределением функций РЗА между терминалами в случае отказа одного из них не имеет недостатков децентрализованных и централизованных архитектур. При отказе терминала РЗА его функции автоматически перераспределяются между терминалами РЗА, находящимися в работе. Восстановление отказавшего терминала требует минимального объема работ и времени восстановления. При этом стоимость комплексов РЗА с гибридной архитектурой меньше стоимости РЗА с децентрализованной архитектурой.

Результаты испытаний эффективности работы комплексов представлены на рисунке.



Сравнительная диаграмма времени восстановления отказавшего терминала и времени восстановления функций

Проведенные испытания показали, что выбор той или иной архитектуры РЗА ЦПС для каждого конкретного применения должен быть обоснован расчетами надежности и технико-экономической эффективности.

Литература

Сравнение различных вариантов построения РЗА ЦПС / А. А. Волошин [и др.] // Передача и распределение. 2017. № 2. С. 82–87.

ПРОБЛЕМЫ СОГЛАСОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК СРАБАТЫВАНИЯ ТОКОВЫХ ЗАЩИТ В СЕТЯХ С РАСПРЕДЕЛЁННОЙ ГЕНЕРАЦИЕЙ

В настоящее время одним из направлений развития мировой энергетики является переход от централизованной генерации к децентрализованной с использованием источников распределённой генерации (РГ). Одним из возможных вариантов таких сетей являются сети *MicroGrid*, когда выделяются участки сети с нагрузкой и локальной выработкой энергии для удовлетворения кризисных потребностей. Так, по прогнозам *Navigant Research*, к 2028 году мощность таких сетей в мире будет достигать 20 ГВт [1].

Однако, несмотря на растущие уровни производства электрической энергии, некоторые задачи остаются нерешёнными. В частности, актуальна проблема построения и согласования устройств релейной защиты в сетях с РГ. В данном докладе рассмотрены вопросы согласования токовых защит.

Рассмотрим схему, представленную на рис. 1. Исследуемый участок сети состоит из системы, питающей подстанции ПС А, ПС Б и ПС В по линиям электропередач Л1 и Л2 с установленными устройствами защиты РЗ1 и РЗ2 соответственно. На участке между ПС А и ПС Б подключается источник РГ.

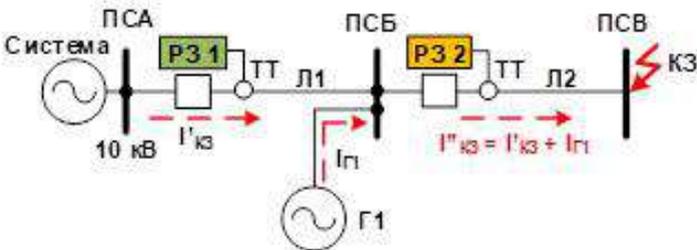


Рис. 1. Схема участка сети с источником распределённой генерации

Для согласования токовых защит РЗ1 и РЗ2 необходимо знать следующие параметры:

1) ток при КЗ в конце линий (для токовой отсечки), этот параметр будет зависеть от параметров сети;

2) максимально допустимый длительный ток линий (для расчёта характеристик срабатывания максимальной токовой защиты (МТЗ)) является справочным, и, т.к. линия не изменяется, длительно допустимый ток тоже не изменяется.

Для построения зависимых характеристик срабатывания защит используются следующие уравнения:

$$t_{c.з.} = \frac{kT_{уст}}{\beta \left(I_{КЗ} / I_{c.з.} \right)^{\alpha} - 1}, \quad (1)$$

где коэффициенты k , α , β соответствуют по стандарту ИЕС 60255-3 и определяют тип кривой характеристики; $T_{уст}$ – уставка срабатывания по времени, с; $I_{КЗ}$ – ток КЗ, протекающий через защиту, А; $I_{c.з.}$ – ток срабатывания защиты, А; токовая отсечка выбирается по уравнению:

$$I_{ТО} = k_{отс} I_{вн.макс}^{(3)}, \quad (2)$$

где $k_{отс}$ – коэффициент отстройки, равный 1,1; $I_{вн.макс}^{(3)}$ – максимальный ток трёхфазного замыкания в конце защищаемого участка, А.

При КЗ на линии Л1 ток будет проходить через защиту Р31, т.к. Р32 установлена после точки подключения генерации. При этом значение тока, проходящего через Р31, будет зависеть от места КЗ и не будет зависеть от мощности источника РГ.

При КЗ на линии Л2 полный ток КЗ будет проходить через устройство Р32 (и этот ток будет тем больше, чем больше мощность РГ), а подпитка от сети через РГ1 с увеличением мощности РГ будет уменьшаться. Распределение токов КЗ в зависимости от места замыкания на линии Л2 показано на рис. 2. Мощность источника РГ2 больше мощности источника РГ1.

Как видно из рис. 2 и формул (1) и (2), при добавлении РГ будет увеличиваться полный ток КЗ в конце линии Л2.

Максимальный ток, проходящий через Р32 (ток при КЗ в начале линии) тоже будет расти и при определённой мощности РГ он сравняется и далее превысит ток ТО Р31 (рис. 3).

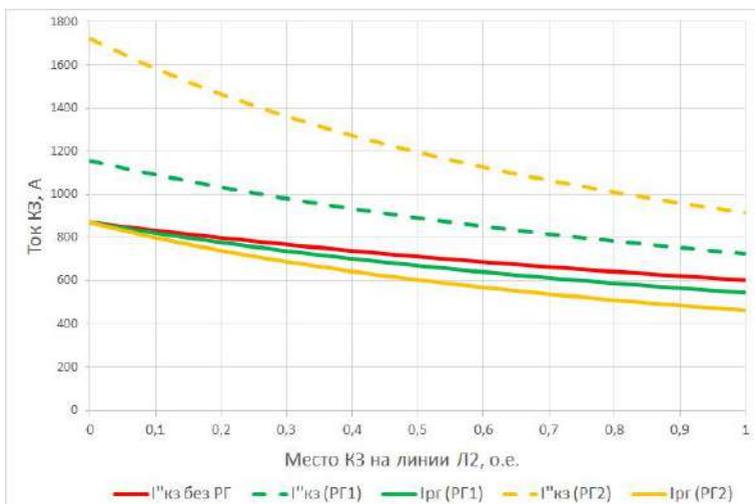


Рис. 2. Распределение токов КЗ при замыкании на линии Л2

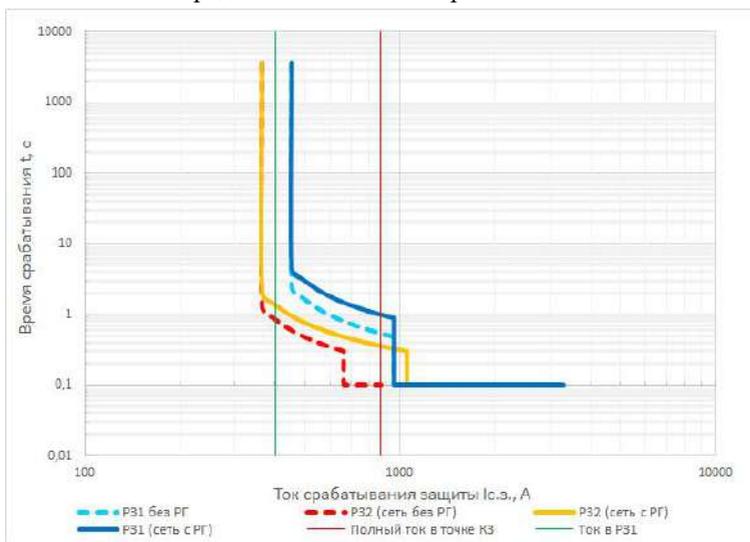


Рис. 3. Характеристики срабатывания защит при отсутствии РГ (пунктирные линии) и с источником РГ (непрерывные)

Если настроить защиту на характеристики одной группы – например, согласовать их без расчёта РГ, то при включении источников РГ защиты не будут обладать достаточной чувствительностью.

стью (диапазон протекающих по защите токов шире диапазона характеристик). При согласовании защит по другой группе с источником РГ ухудшается быстродействие и появляется зона неселективности (между ТО Р31 и ТО Р32). Так, на карте селективности красным цветом показан ток КЗ в конце линии Л2 при отсутствии источников РГ. Без РГ селективность сохраняется защита Р32 работает без выдержки времени, а у Р31 время выдержки составляет около 0,4 с. При добавлении источников РГ при протекании такого же тока КЗ по Л2 время выдержки составит порядка 0,2 с, а по Р31 будет протекать меньший ток, причём может сложиться такая ситуация, что этот ток будет меньше максимально допустимого длительного тока линии (показан зелёной линией на карте селективности). Для улучшения чувствительности защит можно применять регулировку уставок защиты, а для улучшения быстродействия – смену типов характеристик (наклонов) защиты.

Идея согласования токовых защит в сетях с РГ заключается в смене групп уставок защит в зависимости от состава и мощности распределённой генерации: измерительная аппаратура определяет, какие источники РГ включены в данный момент, сигнал поступает на диспетчерский пункт, где диспетчерам выдаётся сигнал о рекомендации смены уставок.

Литература

1. Smart Energy. Global microgrid capacity to reach 20GW – a 21% annual growth through 2028 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.smart-energy.com/industry-sectors/distributed-generation/global-microgrid-capacity-to-reach-20gw-a-21-annual-growth-through-2028/> (дата обращения: 04.05.2021).

2. *Isakov R., Ferenets A.* Research of remote backup protection functioning at the software and hardware complex RTDS // Proceedings of the 2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). 2017. PP. 1–4.

3. Impact of Renewable Dispersed Generation on Performance of Directional Overcurrent Relay on MV Distribution Power System / *M. Zelligui* [и др.] // 8th International Conference on Electrical Engineering CEE, 2014.

Моисеев Д.В., Галанина Н.А., Иванова Н.Н.
(Чебоксары, ЧГУ)

СТРУКТУРА ДАННЫХ СИСТЕМЫ ДИАГНОСТИКИ ЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ СИСТЕМЫ РЗА*

Система диагностики централизованной системы РЗА включает в себя следующие данные: общие настройки, конфигурация системы и настройки хранения [1–3]. В общих настройках хранятся данные о ТСР/IP-портах подключения клиентов и результатах мониторинга новых файлов. В настройках хранения содержатся такие данные, как имя сервера базы данных, имя базы данных, идентификаторы пользователей, необходимые для подключения к системе.

Конфигурация системы имеет древовидную иерархическую структуру. Она включает в себя всю необходимую информацию по объектам защиты, большинство из которых обладают уникальными идентификаторами и названиями.

Электрические сети в дереве конфигурации образуют родительские узлы, а электрические подстанции и их объекты защиты – дочерние. В качестве объектов защиты рассматриваются: линии электропередачи, трансформаторы и секции шин. Линия электропередачи, как объект защиты, имеет такие параметры, как длина, данные о которой используются при проведении анализа работы функций защиты, а также сигналы, включающие и отключающие реле положения, необходимые для учета случившихся автоматических и оперативных блокировок. Остальные параметры для линии передачи находятся в файле модели линии электропередачи. В связи с тем, что вся необходимая информация по трансформаторам и секциям шин имеется в файле настроек РЗА, они не имеют своих уникальных параметров и наследуют все свойства объекта защиты.

Комплекты релейной защиты находятся ниже в иерархии настроек системы РЗА. Здесь задаются идентификаторы, названия. Если устройство РЗА выдает сигналы работы комплекта защит, то здесь хранятся также ссылки на сигналы пуска и срабатывания соответствующего комплекта защит. В противном случае анализ комплекта защит производится на основании работы функций защит, содержащихся в устройствах РЗА.

* Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Чувашской Республики в рамках научного проекта № 19-48-210005 р_а.

Устройства РЗА имеют идентификаторы и названия, а также параметры, необходимые для расчета места повреждения: имя файла модели ОМП, сигналы напряжения и тока для расчета. В зависимости от своего назначения устройства РЗА могут иметь различные наборы функций РЗА: максимальная токовая защита; токовая защита нулевой последовательности; дистанционная защита; защита минимального напряжения; направленная высокочастотная защита; максимальная токовая защита трансформатора; токовая защита нулевой последовательности трансформатора; дифференциальная защита трансформатора; дифференциальная защита шин.

В конфигурации функций защиты также настраиваются функции РЗА для анализа по результатам ОМП или по эталонным алгоритмам. Настройки функций РЗА для анализа по результатам ОМП содержат параметры выдержки срабатывания по времени и автоматического и оперативного управления. Каждый тип функции РЗА имеет свои параметры, контролируемые при анализе по результатам ОМП данной функции и комплекта защит. Конфигурации функций РЗА содержат имя файла настроек устройства РЗА (файл эталона), сигналы пуска и срабатывания функции РЗА по эталонному алгоритму, логические сигналы из файла настроек устройства РЗА и список сопоставленных пар сигналов из файла эталона и из COMTRADE файла.

Литература

1. *Галанина Н. А., Моисеев Д. В.* Анализ существующих методик построения систем регистрации аварийных событий и диагностики работы устройств РЗА // Состояние и перспективы развития ИТ-образования: сб. докл. и науч. ст. Всерос. науч.-практ. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 391–396.

2. *Моисеев Д. В., Галанина Н. А., Иванова Н. Н.* Проектирование архитектуры программного комплекса диагностики централизованной системы РЗА // Вестник Чувашского университета. 2021. № 1. С. 99–110.

3. *Моисеев Д. В., Галанина Н. А.* Разработка структурной схемы подсистемы регистрации и диагностики аварийных событий системы релейной защиты и автоматики // Инженерные кадры – будущее инновационной экономики России: сб. материалов IV Всерос. студ. конф. Йошкар-Ола: ПГТУ, 2018. С. 80–83.

Моисеев Д.В., Галанина Н.А., Иванова Н.Н.
(Чебоксары, ЧГУ)

АЛГОРИТМ РАБОТЫ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ДИАГНОСТИКИ ЦЕНТРАЛИЗОВАННОЙ СИСТЕМЫ РЗА*

Работа цифровой системы диагностики сосредоточена в конфигураторе RPA Diagnostics Configurator, в сервере RPA Diagnostics Server и клиентах RPA Diagnostics. После успешного конфигурирования и загрузки настроек системы в сервер начинается основной цикл работы сервера (рисунок) [1–4].

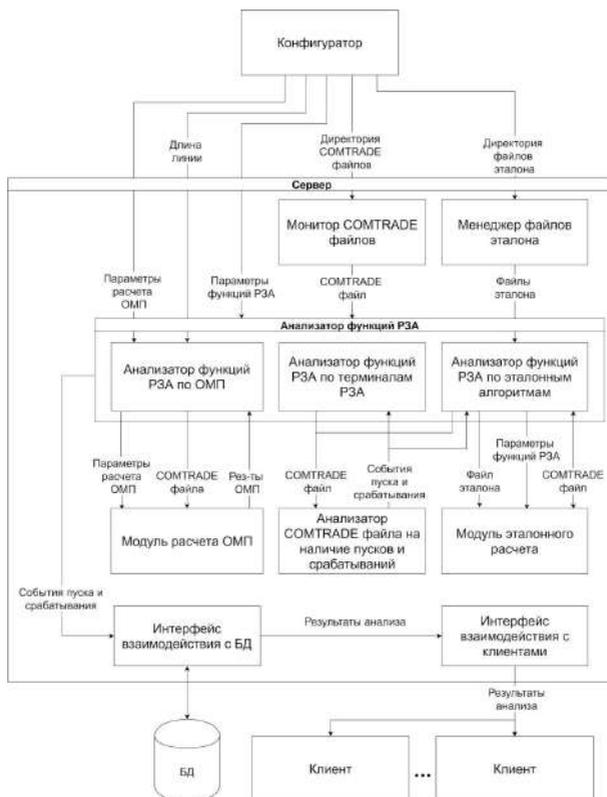


Диаграмма потоков данных цифровой системы диагностики централизованной системы РЗА

* Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Чувашской Республики в рамках научного проекта № 19-48-210005 p_a.

Монитор COMTRADE файлов осуществляет чтение новых осциллограмм и передает данные в систему диагностики для дальнейшего анализа. Файлы эталона содержат информацию, необходимую для функционирования устройства РЗА. Анализатор функций РЗА проверяет правильность, ложность или отказ срабатывания и пуска функций защит устройств РЗА. В модуле расчета ОМП производит расчет с использованием значений токов и напряжений, записанных во время аварии в осциллограмму, а в модуле эталонного расчета моделируется работа функций РЗА по эталонным алгоритмам. Анализатор COMTRADE файла на наличие пусков и срабатываний служит для выявления событий, приведших к изменению дискретных сигналов. Модель интерфейса взаимодействия с БД производит чтение из БД и запись в нее осциллограмм, результатов ОМП и событий изменения сигналов. Модуль интерфейса взаимодействия с клиентами находится в режиме постоянного ожидания подключений клиентов. В случае успешного установления связи в нем обрабатываются запросы клиента на получение данных из конфигурации системы или БД, осуществляется чтение конфигурации системы или обращение к интерфейсу взаимодействия с БД.

Литература

1. *Моисеев Д. В., Галанина Н. А., Иванова Н. Н.* Проектирование архитектуры программного комплекса диагностики централизованной системы РЗА // Вестник Чувашского университета. 2021. № 1. С. 99–110.
2. *Моисеев Д. В., Галанина Н. А., Иванова Н. Н.* Разработка методики экспресс-анализа аварийных режимов электрической системы // Вестник Чувашского университета. 2019. № 3. С. 167–175.
3. *Охоткин Г. П., Угарин С. В., Галанина Н. А.* Методика структурного синтеза релейного регулятора тока транзисторного электропривода // Электротехника. 2017. № 7. С. 15–19.
4. *Moiseev D. V., Galanina N. A., Ivanova N. N.* Conducting an Express Analysis of Emergency Events of the Electrical System for Determining the Fault Location // Proceedings of the 2nd 2020 International Youth Conference on Radio Electronics, Electrical and Power Engineering, REEPE 2020. 2020. PP. 1–4.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА В ДВУХКОНТУРНОЙ ЦЕПИ

При анализе многоконтурных цепей получить временную зависимость амплитуд тока можно методом наложения для установившегося режима или интегралом Дюамеля, аналогом метода наложения, для переходных процессов. В [1] показано, что частоты сигналов переходного процесса (СПП) токов, возбуждаемых в ветвях многоконтурной системы, не зависят от места расположения источника ЭДС и коммутирующего элемента. Амплитуда тока каждой частоты свободных колебаний определяется начальными условиями процесса коммутации, которые зависят как от места

расположения источника ЭДС, так и коммутирующего элемента. В пакете PsCad были проанализированы схемы с разными местами расположения постоянного источника ЭДС и коммутирующего ключа (рис. 1).

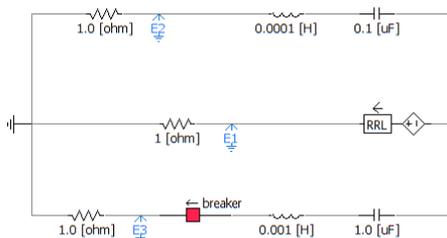


Рис. 1. Двухконтурная схема

Параметры элементов: источник ЭДС 100 В, внутренние сопротивления 1 Ом; время включения ключ 0,015 с.

На рис. 2 приведен пример СПП. Сверху расположен контур с периодом 20 мкс, снизу – 200 мкс. В таблице указаны амплитуды свободных колебаний

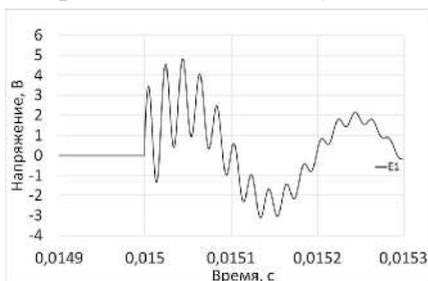


Рис. 2. Пример СПП

тока в разных ветвях периодом 20 мкс и 200 мкс в зависимости от мест расположения источника ЭДС (наименование столбцов) и коммутирующего элемента (наименование строк).

Амплитуды свободных колебаний тока в разных ветвях

Место Ключа \ Место ЭДС (ток, А)		Сверху 20мкс	Сверху 200мкс	Серед. 20мкс	Серед. 200мкс	Внизу 20мкс	Внизу 200мкс
Сверху	E2	2,41	0	<i>2,44</i>	<i>0</i>	0,000025	0
	E1	2,43	0	<i>2,39</i>	<i>0,015</i>	0	0
	E3	0,0075	0,0075	<i>0,023</i>	<i>0,0115</i>	0	0
Серед.	E2	<i>0,25</i>	<i>0</i>	<i>2,75</i>	<i>0,02</i>	2,61	<i>0</i>
	E1	<i>0,18</i>	<i>0,27</i>	<i>2,1</i>	<i>2,6</i>	2,09	2,17
	E3	<i>0</i>	<i>0,27</i>	<i>0</i>	<i>2,81</i>	<i>0</i>	2,57
Внизу	E2	0	0	<i>0,024</i>	<i>0,025</i>	0,0089	0,0089
	E1	0	0	<i>0</i>	<i>2,82</i>	0	2,83
	E3	0	0	<i>0</i>	<i>2,83</i>	0	2,83

При расположении источника ЭДС и коммутационного ключа в крайних ветвях свободные колебания в СПП определяются резонансной частотой контура. Амплитуда тока СПП в противоположном контуре меньше более чем на 2 порядка (красный шрифт), т.к. он шунтируется средней ветвью с малым сопротивлением 1 Ом.

При расположении источника ЭДС и коммутационного ключа в средней ветви свободные колебания в крайних ветвях формируются с одинаковой амплитудой и разными резонансными частотами (зеленый шрифт).

В многоконтурных цепях при коммутациях генерируются многомодальные колебания. Интенсивность каждой моды определяется значением возмущения, равной разности алгебраических сумм значений источников ЭДС и падений напряжений на элементах контура до и после коммутации в виде включения замыкающего ключа.

Литература

Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушил А. В. Основы теории цепей. Учебник для вузов. Москва: Энергия, 1975. 250 с.

ДИНАМИКА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ В ВЫСШЕМ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОМ И ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОМ ОБРАЗОВАНИИ

Курир В.И.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

РОЛЬ ПАКЕТА MATLAB/SIMULINK В ДИПЛОМНОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ

При подготовке выпускной квалификационной работы (ВКР) по системе электроснабжения летательного аппарата (СЭС ЛА) студенту необходимо разработать принципиальную электрическую схему данной системы, согласно конкретному заданию, и провести расчет исследуемой системы. К пояснительной записке ВКР студент прикладывает разработанную им принципиальную электрическую схему СЭС ЛА, схему электрических соединений для данной схемы, расчеты, общий вид ЛА и т.д.

В качестве примера частичного расчета системы распределения электроэнергии в СЭС ЛА автором смоделирован в пакете Matlab/Simulink [1] процесс передачи электроэнергии от авиационного синхронного генератора приемнику электрической энергии, имеющего мощность потребления 5 кВт (рис. 1). Звеном в передаче электроэнергии является распределительный щит, снабженный датчиками линейного (фазного) напряжения и тока, а генератор заменен источником трехфазного напряжения, вырабатывающим полную мощность 100 кВА. Линейное напряжение на выходе генератора – 200 В. Схема трехфазного соединения на выходе генератора – «звезда».

На рис. 2 приведен график мгновенных значений фазного напряжения трехфазной системы, подаваемого на электрическую нагрузку и равного примерно 115 В.

Автор считает, что вторым этапом ВКР должно быть моделирование и расчет всей схемы СЭС ЛА в пакете Matlab/Simulink. Последнее позволяет уточнить данные конструкторского расчета.

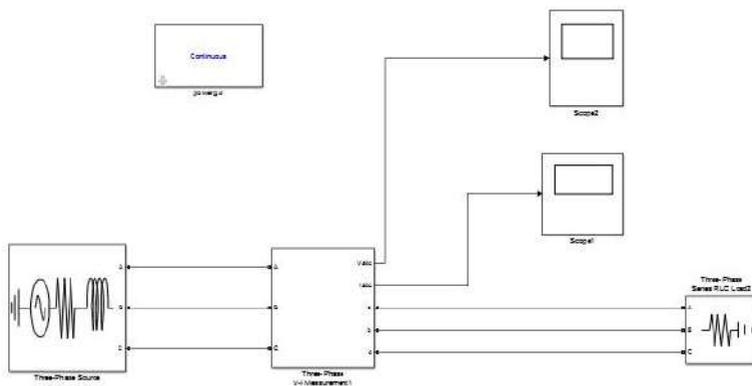


Рис. 1. Схема распределения электроэнергии от генератора к нагрузке

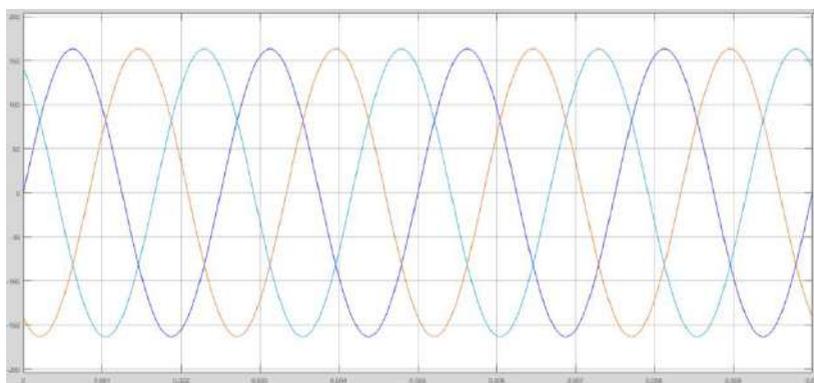


Рис. 2. Мгновенные значения фазного напряжения на нагрузке

Литература

1. *Герман-Галкин С. Г.* Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0: учеб. пособие. СПб.: КОРОНА принт, 2001. 320 с.

Сахабутдинов А.Ж.¹, Нуреев И.И.¹, Кузнецов А.А.¹,
Анфиногентов В.И.¹, Морозов О.Г.¹,
Мисбахов Рин.Ш.², Мисбахов Рус.Ш.³
(Казань, ¹КНИТУ-КАИ; ²КГЭУ; ³Альметьевск, АФ КНИТУ-КАИ)

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМ

Волоконно-оптические измерения – быстро развивающаяся отрасль, открывающая перед собой все новые горизонты как по расширению сфер применения, так и по перечню измеряемых параметров и полей. Последнее время они активно внедряются в области электротехники и электроэнергетики. Промышленностью освоено производство точечных волоконно-оптических датчиков (ВОД) температуры, давления, вибрации, деформации, в том числе и мультипликативных, чувствительными элементами которых являются волоконные брэгговские решетки (ВБР) или структуры на их основе, обладающие существенно нелинейными спектральными характеристиками и откликами на внешние воздействия. Основными достоинствами ВОД, по сравнению с электрическими датчиками, являются их малые габариты и вес, слабая восприимчивость к электрическим и магнитным полям, простота исполнения, возможность мультиплексирования большого количества ВОД, а также построения измерительных сенсорных систем и сетей на их основе.

Учебное пособие «Математическое моделирование волоконно-оптических сенсорных систем: решение задач интеллектуальной энергетики», планируемое к изданию в КГЭУ, посвящено теории и технике математического моделирования волоконных брэгговских решеток и структур, определению их центральных длин волн в разных условиях, моделированию отдельных элементов оптоволоконных измерительных систем. Даются основы совместной калибровки нелинейных комплексированных оптоволоконных датчиков и примеры их применения в электроэнергетике.

Пособие разработано на базе классических и современных учебно-методических материалов [Лит.] и новейших научных исследований авторов с целью углубления процесса изучения дисциплин «Основы квантовой электроники и фотоники»,

«Конструирование устройств квантовой электроники и фотоники», «Оптоэлектроника», «Материалы для приборов фотоники и квантовой электроники», «Проектирование узлов и компонентов квантовой электроники и фотоники» бакалаврами и магистрами КГЭУ, КНИТУ-КАИ и его Альметьевского филиала по направлениям 11.03.04 – Электроника и наноэлектроника, 12.04.03 – Фотоника и оптоинформатика, 09.03.03 – Прикладная информатика, 20.03.01 – Техносферная безопасность. Сегодня дисциплина «Фотоника» и «Основы волоконной оптики», для которых также написано данное учебное пособие, читается всем профилям 01-04 бакалавриата 11 УГСН Института радиоэлектроники, фотоники и цифровых технологий КНИТУ-КАИ.

В структуре учебного пособия рассмотрены методы и практика моделирования ВБР с заданной формой спектра; определения центральной длины волны ВБР в условиях плохого соотношения сигнал/шум; определения центральной длины волны ВБР методом центра масс; двухчастотного зондирования ВБР с особой формой спектра; проектирования оптоволоконного датчика вибрации на основе двух ВБР с частично перекрывающимися спектрами, одномерного инклинометра на двух ВБР; калибровки совмещенных оптоволоконных датчиков давления и температуры на основе ВБР до эксплуатации и калибровки ВБР с применением комбинированной линейной аппроксимации совместно с притягивающей кривой в ходе мониторинга распределения тепловых полей в энергосетях.

Создание современных средств интеллектуальной энергетики однозначно указывают на необходимость изучения возможности их построения на основе развития волоконных брэгговских решеток и структур, и исследования нелинейной динамики их поведения в сложных условиях эксплуатации мощных энергетических сетей.

Литература

Математическое моделирование волоконно-оптических сенсорных систем / А. Ж. Сахабутдинов [и др.]; под ред. О.Г. Морозова. Казань: КНИТУ-КАИ, 2020. 112 с.

Сахабутдинов А.Ж.¹, Нуреев И.И.¹, Кузнецов А.А.¹,
Виноградов В.Ю.¹, Морозов О.Г.¹,
Мисбахов Рин.Ш.², Мисбахов Рус.Ш.³
(Казань, ¹КНИТУ-КАИ; ²КГЭУ; ³Альметьевск, АФ КНИТУ-КАИ)

РАДИОФОТОННЫЕ МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОПТИЧЕСКИХ СВЕРХУЗКИХ РЕЗОНАНСНЫХ КОНТУРОВ

Современный уровень информационных технологий, а также активно развивающаяся «цифровизация» электрических сетей позволяют пересмотреть подходы к развитию и усовершенствованию функций автоматизации систем контроля и управления электроустановок различных классов напряжения, прежде всего среднего напряжения, как наиболее распространенных и, в связи с этим, наиболее значимых для конечных потребителей.

Одним из главных направлений перспективного развития энергетики и перехода на путь инновационного и энергоэффективного развития является создание систем дистанционной диагностики состояния оборудования электросетевого комплекса. Для создания принципов построения таких систем авторами предложена концепция «Smart Grid Plus» (SGP), в рамках которой формируется третий слой систем интеллектуальной энергетики – слой диагностического мониторинга на основе радиотонных методов исследования спектральных характеристик оптических сверхузких резонансных контуров. Оптические сверхузкие резонансные контура Гаусса, Лоренца, Фано лежат в основе построения волоконно-оптических датчиков (ВОД) и сегодня перекрывают широкий спектр параметров, измеряемых точно, квазираспределенно (многоточечно) и распределенно, и, что важно, обладают теми же преимуществами, что и сами волокна, из которых они изготовлены. Характеризация нелинейных узкополосных контуров – главная задача метрологии современной интеллектуальной энергетики интегрированной с волоконно-оптическими технологиями.

Учебное пособие «Радиотонные методы исследования спектральных характеристик оптических сверхузких резонансных контуров: решение задач интеллектуальной энергетики», планируемое к изданию в КГЭУ, посвящено теории и технике

методов исследования характеристик резонансных контуров, в том числе и сверхузких, основанных на радиофотонных методах. Изложенная в учебном пособии теория и техника радиофотонного зондирования опирается на идеи полигармонических радиофотонных методов опроса центральной длины волны волоконных брэгговских решеток и их развитие.

Пособие разработано на базе классических и современных учебно-методических материалов [Лит.] и новейших научных исследований авторов с целью углубления процесса изучения дисциплин фотонного и метрологического циклов бакалаврами и магистрами КГЭУ, КНИТУ-КАИ и его Альметьевского филиала по направлениям 11.03.04 – Электроника и нанoeлектроника, 12.04.03 – Фотоника и оптоинформатика, 09.03.03 – Прикладная информатика, 20.03.01 – Техносферная безопасность.

В структуре учебного пособия рассмотрены методы и практика математического моделирования взаимодействия резонансного контура с асимметричным трехчастотным излучением; примеры компьютерного и численного моделирования взаимодействия резонансного контура с одно-, двух- и трехчастотным излучением. Отдельно рассмотрены оптические векторные анализаторы как класс приборов, реализующих указанные выше методы. Как приложение приведены примеры заданий для практических и курсовых работ, а также исходные коды программ для самостоятельного моделирования. В докладе будет продемонстрирован систематизированный материал по методам зондирования резонансных контуров путем полигармонических (двух- и трехчастотных) излучений с целью исследования спектральных характеристик сверхузких резонансных контуров для волоконно-оптических измерительных систем и подсистем мониторинга телекоммуникационных систем с акцентом на радиофотонные методы обработки информации.

Литература

Радиофотонные методы исследования спектральных характеристик сверхузких резонансных контуров / *А. Ж. Сахабутдинов* [и др.]; под ред. О.Г. Морозова. Казань: КНИТУ-КАИ, 2020. 108 с.

Кузнецов А.А.¹, Сахабутдинов А.Ж.¹,
Нуреев И.И.¹, Артемьев В.И.¹, Морозов О.Г.¹,
Мисбахов Рин.Ш.², Мисбахов Рус.Ш.³
(Казань, ¹КНИТУ-КАИ; ²КГЭУ; ³Альметьевск, АФ КНИТУ-КАИ)

ВОЛОКОННЫЕ БРЭГГОВСКИЕ РЕШЕТКИ И МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫЕ ДАТЧИКИ НА ИХ ОСНОВЕ

Учебное пособие «Волоконные брэгговские решетки и мультипликативные датчики на их основе: решение задач интеллектуальной энергетики», планируемое к изданию в КГЭУ, направлено на формирование у обучающихся знания о волоконно-оптических датчиках на основе волоконных брэгговских решеток (ВБР), расширяет понятие мультипликативности их отклика и описывает принципы построения комплексированных измерительных систем на их основе, применяемых в электротехнике и электроэнергетике.

Пособие разработано на базе классических и современных учебно-методических материалов [Лит.] и новейших научных исследований авторов с целью углубления процесса изучения дисциплин фотонного и метрологического циклов бакалаврами и магистрами КГЭУ, КНИТУ-КАИ и его Альметьевского филиала по направлениям 11.03.04 – Электроника и наноэлектроника, 12.04.03 – Фотоника и оптоинформатика, 09.03.03 – Прикладная информатика, 20.03.01 – Техносферная безопасность.

Данное учебное пособие является дополнением к основным источникам литературы, формируемым для изучения планируемой дисциплины «Волоконно-оптические сенсоры в электротехнике и энергетике» (а также смежных дисциплин): в нем систематизирован отечественный и зарубежный опыт разработки волоконно-оптических датчиков на основе брэгговских решеток. Отличительной особенностью пособия является возможность подробного изучения нового типа мультипликативных датчиков, использующих пионерские подходы коллектива авторов к формированию информационного отклика при изменении длины датчика в процессе эксплуатации электроузла.

В пособии содержится краткая теория ВБР и традиционных датчиков на их основе, представлено сравнение альтернативных

методов измерения физических величин (на примере температуры и износа узлов тяговых электродвигателей) по сравнению с описываемыми, представлены математические модели измерительного преобразования мультипликативных датчиков температуры, износа и методов их опроса, а также основные принципы построения измерительных систем на их основе.

Основной проблемой измерений с использованием обычных ВБР с гауссовым профилем отражения является разрешающая способность измерений, связанная с относительно большой шириной спектральной характеристики. Увеличение разрешающей способности достигается использованием для анализа характерных узкополосных особенностей профиля спектра отражения, например, ВБР с фазовым π -сдвигом, имеющую сверхузкополосную зону пропускания, размещенную при определенных условиях на центральной длине волны решетки. Для сравнения типовая ширина спектральной характеристики обычной ВБР – 0,1 нм, а у ВБР с фазовым сдвигом – 0,001 нм. Таким образом можно получить увеличение чувствительности на два порядка. Еще два порядка можно выиграть при использовании адресных ВБР с двумя фазовыми π -сдвигами.

Большое внимание в пособии уделено изучению принципов разработки гибридной информационно-измерительной и телекоммуникационной (ГИИТ) платформы для решения задач построения диагностического слоя мониторинга в рамках концепции «Smart Grid Plus» и структурирования систем сбора и передачи информации на основе технологий пассивных оптических сетей (ПОС, PON), в которых используются указанные адресные ВБР. С одной стороны, адресные ВБР являются датчиками, объединенными ПОС для сбора информации о состоянии энергосети, а с другой – играют роль датчиков, опорных фильтров и идентификатора каналов системы мониторинга самой ПОС.

Литература

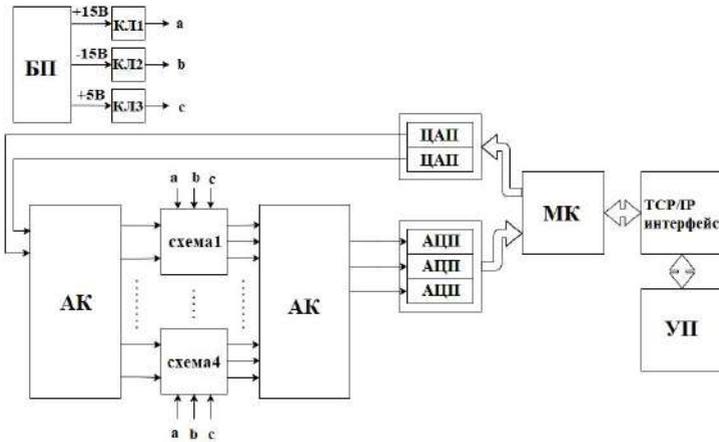
Волоконные брэгговские решетки и мультипликативные датчики на их основе / *А. А. Кузнецов* [и др.]; под ред. О.Г. Морозова. Казань: КНИТУ-КАИ, 2020. 116 с.

Михайлов Д.М.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ И ОТЛАДКИ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ С ДИСТАНЦИОННЫМ ДОСТУПОМ

Разработка и внедрение распределенных систем дистанционных измерений и управления является одним из перспективных направлений в области автоматизации. Подобные системы находят широкое применение как в промышленности, так и в других областях. Способ автоматизации, при котором обеспечивается доступ и управление физическими устройствами через интернет известен, также как «Интернет вещей» (IoT). В последнее время и, особенно за последний год, возросла востребованность систем IoT в инженерном образовании [Лит.].

В работе представлен автоматизированный учебный стенд, служащий для изучения и отладки электронных схем с дистанционным доступом. Стенд обеспечивает возможность управления электронными схемами, измерений и отладки дистанционно через локальную сеть или интернет. Структурная схема стенда представлена на рисунке.



Структурная схема учебного стенда IoT: УП – удаленный пользователь, МК – микроконтроллер, БП – блок питания, АК – аналоговый коммутатор

Автоматизированная система с дистанционным управлением построена на основе микроконтроллера. В качестве контроллера используется одноплатный компьютер Raspberry Pi, так как он исполняет программы в рамках операционной системы (чаще всего Linux), обладает большей производительностью и широкими мультимедийными возможностями. Этот контроллер не содержит встроенных модулей АЦП и ЦАП, требуется разработка внешнего устройства сбора данных. Так как схем может быть несколько и работать в каждый отдельный взятый момент времени одновременно со всеми схемами не нужно, следовательно, количество АЦП и ЦАП не нужно увеличивать в соответствии с количеством схем. Для обеспечения коммутации реализован блок из коммутаторов, которые будут выбирать, с какой из схем работать в данный момент времени. Устройством управления для коммутаторов является сам микроконтроллер. Также стенд обеспечивает возможность управления подачей напряжений питания 15 В, –15 В, 5 В на изучаемые схемы. Способ передачи данных от источника информации к получателю происходит при помощи протокола ТСР/ІР.

Разработанный автоматизированный стенд может быть использован в лабораторном практикуме дистанционных учебных курсах, таких как «Электроника», «Теория электрических цепей» и других. Стенд позволяет выполнять дистанционные эксперименты с реальными измерениями на основе физических электронных схем. С появлением в будущем версии ОС на основе Linux для Raspberry Pi, позволяющей устанавливать драйверы измерительного оборудования и среду LabVIEW, управление стендом и сбор данных могут быть реализованы с помощью готового устройства ввода-вывода аналоговых и цифровых сигналов.

Литература

Евдокимов Ю. К., Курсанов А. Ю., Салахова А. Ш. Дистанционные автоматизированные учебные лаборатории и технологии дистанционного учебного эксперимента в техническом вузе // Открытое образование. 2009. № 5. С. 101–116.

Галиева Т.Г., Иванов Д.А.
(Казань, КГЭУ)

ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ РАЗРАБОТКИ МЕТОДА НЕПРЕРЫВНОГО НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ИЗОЛЯЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА *

В энергетическом комплексе потери электрической прочности изоляционного оборудования являются одной из частых и главных причин возникновения аварийных ситуаций. Одним из эффективных методов контроля технического состояния изоляционного оборудования (ИО) является определение частичных разрядов (ЧР) [1-2]. ЧР – это электрический разряд, который шунтирует лишь часть изоляции между электродами, находящимися под разными потенциалами [3].

ЧР сопровождаются различными физическими явлениями, в том числе электромагнитное и акустическое излучения, которые мы и использовали для разработки метода непрерывного неразрушающего контроля технического состояния изоляционного оборудования. Метод заключается в периодическом измерении набора диагностических параметров ЧР, шунтирующих в ИО с помощью электромагнитных и ультразвуковых датчиков, необходимых для достоверной оценки рабочего состояния ИО и сравнения их с эталонными значениями.

Для апробирования метода разработан лабораторный стенд, блок-схема которого представлена на рис. 1.

Задача лабораторного стенда заключается в приеме сигналов (рис.2), излучаемых ЧР, построении их амплитудно-

* Исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках государственного задания на выполнение НИР по теме "Распределенные автоматизированные системы мониторинга и диагностики технического состояния воздушных линий электропередачи и подстанций на основе технологии широкополосной передачи данных через линии электропередач и промышленного интернета вещей" (номер темы 075-00063-20-02).

фазовых характеристик, сопоставлении данных с параметрами окружающей среды и подготовке данных для анализа диагностических параметров, которые позволят формировать заключение о степени работоспособности ИО и остаточном ресурсе.

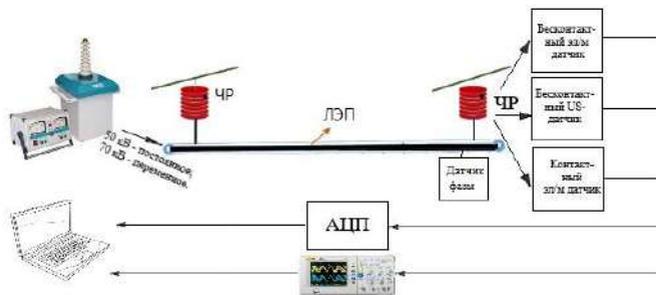


Рис. 1. Блок-схема лабораторного стенда

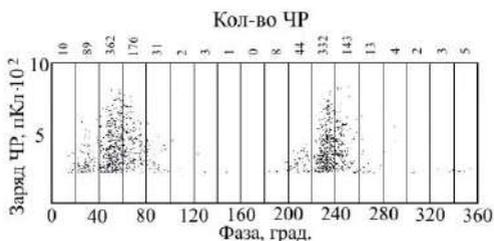


Рис. 2. Построение амплитудно-фазовых характеристик

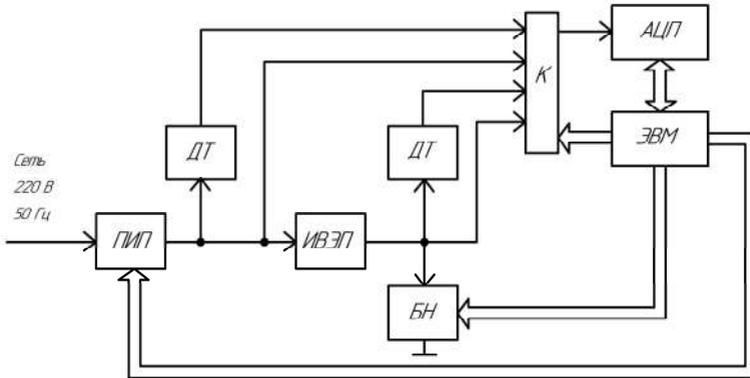
Литература

1. Method for the diagnosis of high-voltage dielectric elements during operation based on dynamic registration of electromagnetic radiation / *D. Ivanov* [et al.] // *E3S Web of Conferences*. 2020. Vol. 216.
2. Использование бесконтактных методов диагностики высоких электрических полей / *А. В. Голенищев-Кутузов* [и др.] // *Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики*. 2019. Т. 21. № 4. С. 123–133.
3. ГОСТ Р 55191-2012 (МЭК 60270:2000). Методы испытаний высоким напряжением. Измерения частичных разрядов. Введен 01.01.2014.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ СТЕНД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Автоматизированный стенд предназначен для оценки параметров и характеристик источников электропитания, таких как номинальные значения входных и выходных напряжений и токов; коэффициентов нестабильности по напряжению и току, коэффициента пульсаций, степени подавления переменной составляющей, внутреннего сопротивления, коэффициента полезного действия, нагрузочной характеристики.

На рисунке показана несколько упрощенная структурная схема автоматизированного стенда, которая включает в себя программно-управляемый источник питания (ПИП), источник вторичного электропитания (ИВЭП), программируемый блок нагрузок (БН), электронно-вычислительную машину (ЭВМ), датчики входного и выходного тока (ДТ), коммутатор (К), аналого-цифровой преобразователь (АЦП).



Структурная схема стенда

Стенд построен по широко распространенной схеме много-точечной информационно-измерительной системы в циклическом режиме работы [1]. Для автоматизации оценки влияния дестабилизирующих факторов по входу и выходу предусмотрена возможность программного управления первичным источником

питания и блоком нагрузок в широком диапазоне входных напряжений и нагрузок.

Реализованы два варианта исполнения. Первый – на базе микроконтроллера. В этом случае стенд представляет собой малогабаритное, малопотребляющее мобильное устройство.

Второй вариант – на базе специализированного устройства ввода-вывода с интерфейсом USB (или измерительной станции NI ELVIS II), обеспечивающего подключение исследуемого ИВЭП, и компьютера с программным обеспечением NI LabVIEW. Оценка параметров может осуществляться как в ручном, так и в автоматизированном режимах [1].

В автоматизированном режиме стенд подключается к системе дистанционных учебных лабораторий [2]. Удаленное управление реализовано на основе технологии сетевого обмена DataSocket и специализированного программного обеспечения Distant Lab [2].

Разработанный стенд предполагается к внедрению в учебный процесс кафедры радиоэлектроники и информационно-измерительной техники для изучения дисциплин «Электропреобразовательные устройства РЭС» и «Электропитание устройств и систем телекоммуникаций» в рамках бакалавриата и специалитета.

Литература

1. Автоматизированный сбор и цифровая обработка данных в измерительных системах: учебное пособие / Ю. К. Евдокимов [и др.]. Казань: Изд-во Казан. гос. ун-та, 2012. 163 с.

2. Опыт внедрения дистанционных лабораторных практикумов по электротехническим специальностям / Ю. К. Евдокимов [и др.] // Инженерные и научные приложения на базе технологии NI NIDays – 2014: сб. тр. XIII Междунар. науч.-практич. конф. (Москва, 19-20 ноября 2014 г.). М.: ДМК-пресс, 2014. С. 465-467.

Ахметвалеева Л.В., Галимуллин Н.Р.
(Казань, КГЭУ)

ОБЗОР ОТРАСЛИ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Робототехника представляет собой область науки и техники, основная задача которой заключается в создании и разработке ро-

ботов и робототехнических систем, предназначенных для автоматизации сложных конструкторских технологических процессов, чтобы заменить и облегчить ресурсы человеческих усилий.

Роботы и робототехнические системы можно подразделить на следующие категории: студенческие роботы, телеуправляемые роботы, промышленные роботы, разумные роботы. Рассмотрим каждую из категорий более подробно [1].

Студенческие роботизированные системы являются переходной базой между несерьезными разработками и настоящими научными изобретениями. Они способны выполнять задачи в разных внешних игровых условиях. Как правило, такие системы представляют собой уже готовые корпусные изделия к которым необходимо прикрепить соответствующий датчик, сообщающий ему информацию о внешней среде, память бортового компьютера набивается всевозможными правилами поведения в тех или иных условиях, и робот выходит в «свободное плавание», а задача человека состоит лишь в том, чтобы написать программу и контролировать её выполнение. На сегодняшний день, программисты добились весьма интересных поведенческих ситуаций, где задание жестких правил поведения есть не что иное, как наличие инстинктов.

Телеуправляемые роботы популярны в отраслях, куда человек не способен добраться самостоятельно. Такие системы широко применяют в медицине, судостроении, космических исследованиях. Рассмотрим их конструкцию: интеллектуальная часть отсутствует или сведена к двум-трем инстинктам, которые не позволят оператору совершить критическую ошибку; по сути дела это лишь мобильная РТС, плюс аппаратура приема и передачи радио или видеосигнала и управляющие команды.

Промышленные роботы представляют собой аппаратные комплексы, полностью лишённые разума. Цель данных роботизированных систем сводится к замене человека на всех трудных и монотонных типах физических работ. Эти роботы выполняют свои команды на основании жестко написанных программ. Основные преимущества промышленных роботов заключаются в большей скорости, непрерывной работе и отсутствии затрат на заработную плату.

Следующий тип роботов относится к классу разумных. Данный тип находится лишь на стадии формирования и развития. Ученые пытаются достигнуть и сформировать в работе челове-

ский интеллект и мышление. Конкретные модели, которые могли бы заменить человеческий разум, пока не придуманы [2].

В век современных технологий развитие робототехники идет в очень высоком темпе, нет ни одной из областей науки и жизнедеятельности человека, где роботы не находят свое применение. Важной задачей при достижении такого прогресса является грамотное обучение и подготовка соответствующих специалистов. Основной акцент при подготовке специалистов в области робототехники необходимо делать на построение микропроцессорных систем и на общее изучение электротехнических устройств. Помимо этого важнейшую роль играют дисциплины, направленные на проектирование и конструирование программных систем, на разработку и отладку программного обеспечения.

Литература

1. Мехатроника: компоненты, методы, примеры / Б. Хайман [и др.]. Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2017. 602 с.

2. Занимательная робототехника [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://edurobots.ru/> (дата обращения: 24.04.2021)

3. Мой робот. Роботы, робототехника, микроконтроллеры [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://myrobot.ru/articles/> (дата обращения: 24.04.2021)

Изосимова Т.А., Петров Н.А.
(Чебоксары, Волжский филиал МАДИ)

АВТОНОМНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ МАТЕРИНСКИХ ПЛАТ

Для обеспечения работы терминальных компьютеров (банкоматы, терминалы связи, интерактивные табло и т.д.), для которых необходима автономная работа, используют бесперебойные источники питания. Такие источники преобразуют входное напряжение аккумуляторов (12 В) до сетевого (220 В) и питаются от них. Далее напряжение от бесперебойного источника питания поступает на компьютерный блок питания, который в свою очередь преобразует входное напряжение до необходимых значений (12, 5, 3,3 В). Данный тип реализации автономной работы является низкоэффективным из-за большого количества

переходных процессов понижения/увеличения напряжения. В связи с этим предлагается альтернативное решение обеспечения бесперебойного питания таких терминалов, которое позволит напрямую использовать напряжение аккумуляторов, за счет импульсного DC-DC преобразования.

Структурная схема предлагаемого устройства (рис. 1) включает в себя следующие блоки системы [Лит.]: фаза питания 3,3 В; фаза питания 5 В; фаза питания 12 В; дежурное напряжение 5 В; схема старта Power on; схема формирования сигнала Power Good.

В схеме использовать три мощных (10 А) DC-DC преобразователя и один для дежурного напряжения (3 А max), что в сумме позволяет достичь мощности 218 Вт. В отличие от систем, использующих бесперебойные источники питания, данное устройство не требует подачи на него точно 12В для работы системы, а сам генерирует данное напряжение. Такое решение обеспечит уменьшение габаритов источника питания, его стоимости, а также повышение КПД.

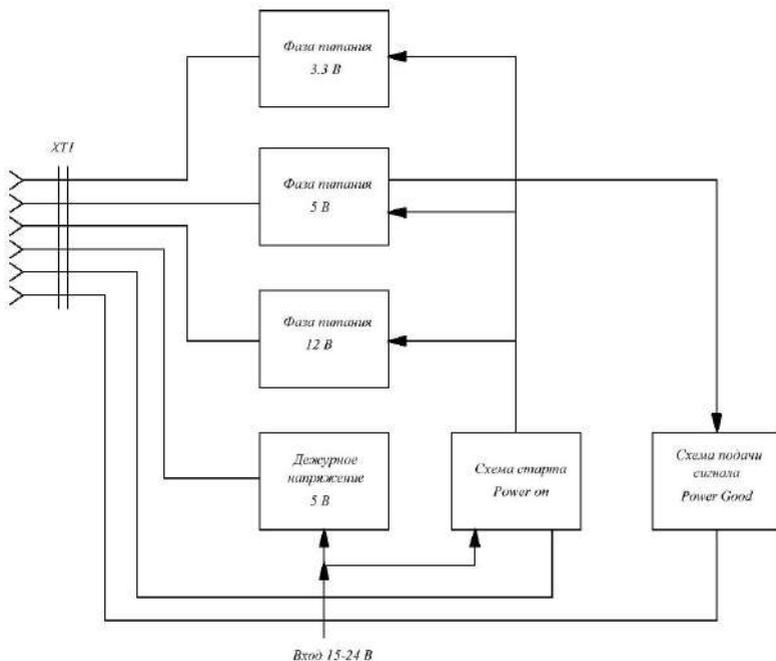


Рис. 1. Структурная схема системы питания материнских плат

На рис. 2 представлен внешний вид прототипа устройства.

Стандартный блок питания ПК и терминальных станций связи работает от сетевого напряжения 220В. Предлагаемое устройство блока питания обеспечивает работу питания материнских плат с меньшим напряжением (от 15-30В), это позволит значительно уменьшить габаритные размеры блока питания, а также более эффективно расходовать энергию при автономной работе в отличие от системы бесперебойного питания.

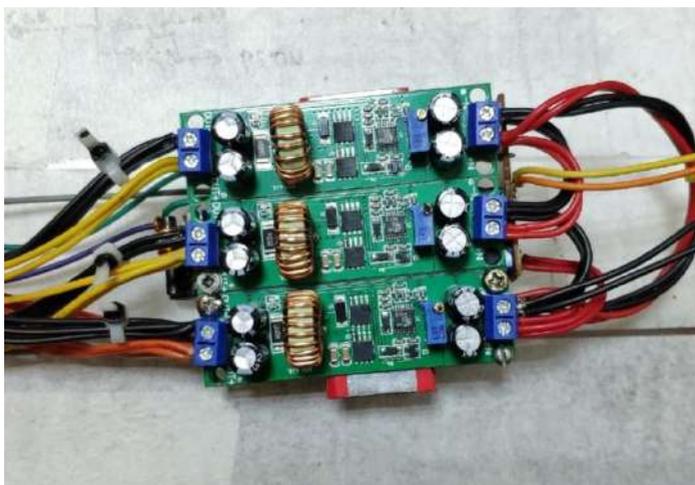


Рис. 2. Внешний вид устройства

Технические характеристики устройства: выходная мощность варьируется от требуемых поставленных задач; входное напряжение от 15 до 24 В; фаза питания 3,3 В (пиковый ток нагрузки 10 А, номинальный выходной ток 4 А); дежурные напряжения 5 В (пиковый ток нагрузки 3 А, номинальный выходной ток 2 А); фаза питания 5 В (пиковый ток нагрузки 10 А, номинальный выходной ток 4 А); фаза питания 12 В (пиковый ток нагрузки 20 А, номинальный выходной ток 8 А); мощность фазы питания 3,3В – 12,2 Вт; мощность фазы питания 5 В – 20 Вт; мощность фазы питания 12 В – 96 Вт; общая мощность блока питания 128,2 Вт.

Допустимые отклонения напряжений для фаз питания 3,3, 5, 12 В представленного устройства соответствует принятым стандартам для импульсных блоков:

- фаза питания 3,3 В ± 5%: min = 3,14 В, max = 3,47 В;
- фаза питания 5 В ± 5%: min = 4,75 В, max = 5,25 В;
- фаза питания 12 В ± 5%: min = 11,40 В, max = 12,60 В.

Предлагаемое решение разработки автономного источника питания позволит напрямую использовать входное напряжение аккумуляторов, за счет импульсного DC-DC преобразования.

Литература

Изосимова Т. А., Афанасьев А. С., Петров Н. А. Разработка структурной схемы автономного источника питания для терминалов связи и персонального компьютера // Современные и информационные технологии в социальной сфере. Сборник научных трудов: Чебоксары: Волжский филиал МАДИ, 2021. С. 79-81.

Максимова М.В.
(Чебоксары, Волжский филиал МАДИ)

СИСТЕМА АКУСТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ ДОРОГИ

В настоящее время растёт количество аварий, вызванных устаревающим парком автомобилей, поэтому важную роль в предотвращении аварийных ситуаций играет контроль состояния дорог и потоков автомобилей. Для решения данной проблемы планируется создание системы, при помощи которой можно диагностировать состояние дороги с использованием стационарно размещенных высокочувствительных датчиков, что упростит процесс контроля, а также поможет планировать ремонт. Это позволит повысить безопасность на дороге.

Новым в предлагаемой работе является формирование алгоритмов распознавания звуковых изображений, разработка уникальной базы данных и серверного приложения, а также мониторинг дорог в течение эксплуатации измерительного оборудования.

Предложенная система будет диагностировать дорогу в течение всего процесса эксплуатации, используя звуковые средства мобильных средств, камер контроля движения, с учётом наличия таковых в данных устройствах. Информация от систе-

мы будет представлена в виде сервиса для потребителей, а база данных будет регулярно обновляться при сохранении предыдущих показателей.

На рис. 1 представлена схема организации системы акустического контроля дороги. Контроллер фиксирует по специализированному алгоритму акустическую информацию и передает по сети на сервер. Акустический снимок переносится в облачное хранилище и сравнивается по номеру с предыдущим кадром, помещенным в базу данных. Далее формируется пакет для создания данных в виде показателей. По запросу пользователя ему предоставляются информация в виде понятных для потребителя графиков, таблиц и т.д. (рис. 2). На рис. 3 представлена диаграмма развертывания.

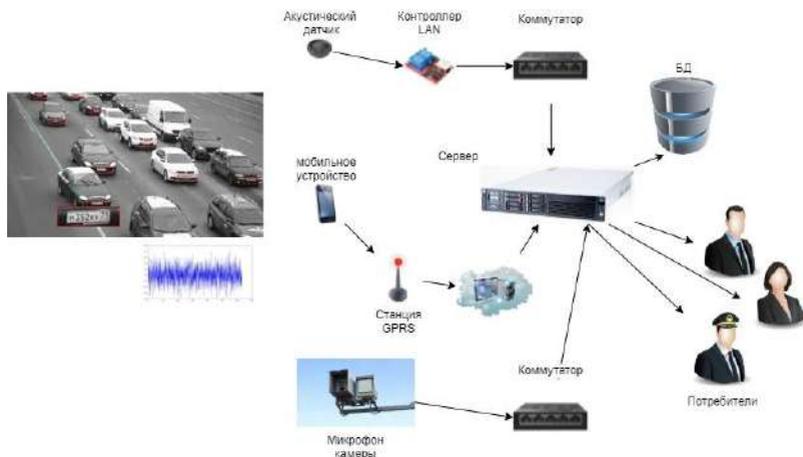


Рис. 1. Организация системы

Кроме сервера Apache для нормального функционирования одного из приложений необходимо развертывание следующих библиотек: 1) OpenCV (Open Computer Vision) – открыто распространяемая библиотека для распознавания образов [1]; 2) OpenGL (Open Graphic Library) – открыто распространяемая библиотека для отображения графических элементов [2, 3]; 3) DBmodule – модуль обслуживания базы данных.

Представленная система за счет привязки измерений к значениям реального времени/даты позволит обеспечить монито-

ринг состояния дорог и транспортных потоков в акустическом диапазоне в течение их эксплуатации.

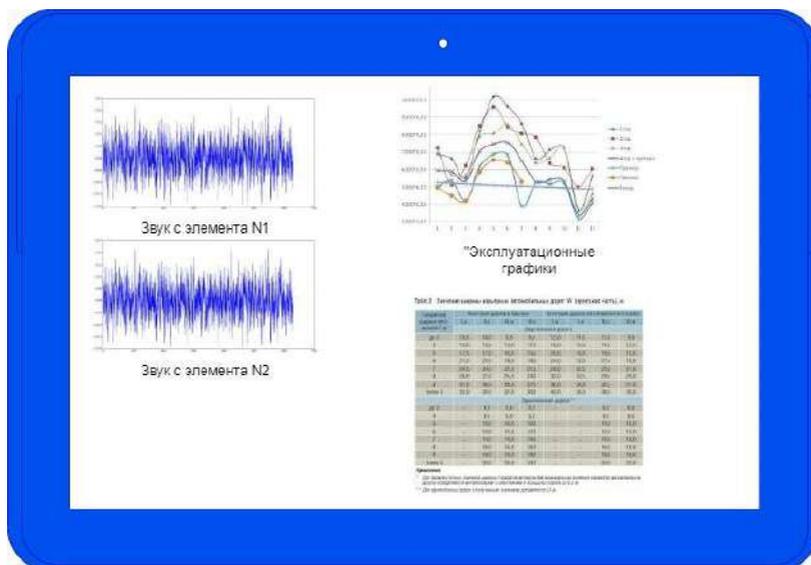


Рис. 2. Отображение информации на экране пользователя

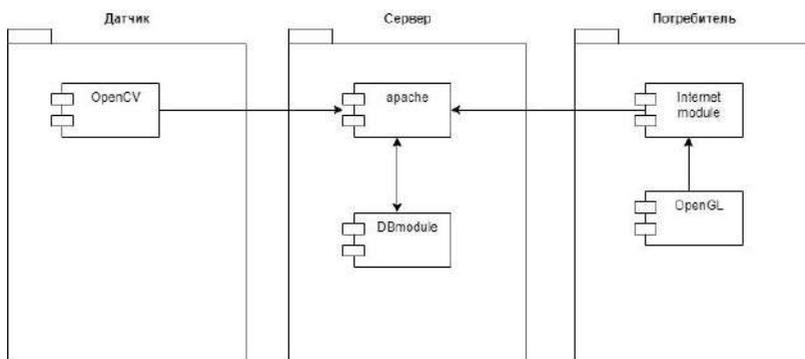


Рис. 3. Диаграмма развертывания плеча системы для звукового элемента устройства

Литература

1. Прохоренко Н. OpenCV и Java. Обработка изображений и компьютерное зрение. СПб.: БХВ-Петербург, 2018. 320 с.

2. Херн Д., Паулин Бейкер М. Компьютерная графика и стандарт OpenGL. 3-е изд. М.: Вильямс, 2005. 1168 с.

3. Энджел Э. Интерактивная компьютерная графика. Вводный курс на базе OpenGL. 2-е изд. М.: Вильямс, 2001. 592 с.

Изосимова Т.А., Афанасьев А.С.
(Чебоксары, Волжский филиал МАДИ)

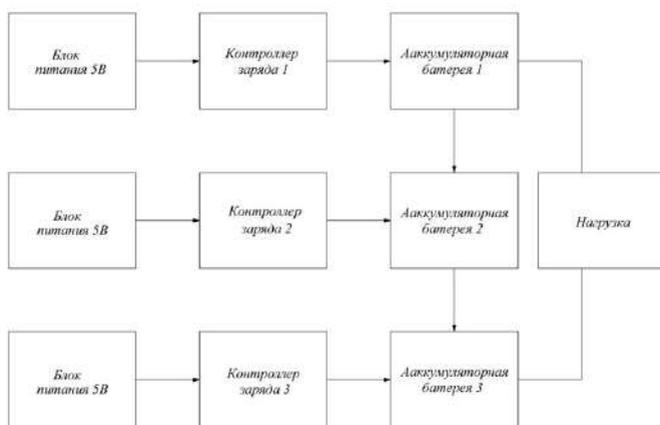
СПОСОБ ЗАРЯДКИ ЯЧЕЕК АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ

Поскольку аккумуляторные ячейки не обладают достаточным номинальным напряжением, их собирают по последовательно-параллельным схемам. Однако в связи с неидеальностью внутренних характеристик со временем аккумуляторные ячейки начинают менять пиковые значения относительно оригинальных. Разбалансировка возникает при перегреве или перезаряде батареи, что ускоряет ее износ и может вызвать воспламенение. Программно-аппаратные средства защиты уменьшают такую опасность. В блоке из нескольких батарей, включенных последовательно и обычно применяющихся в ноутбуках и медицинском оборудовании, существует возможность разбалансировки батарей, что ведет к их медленной, но неуклонной деградации.

Разбалансировка батарей оказывает существенное нежелательное воздействие на время работы без подзарядки и срок службы. Выравнивание напряжения и балансировку батарей лучше всего производить при их полном заряде. Существуют два метода балансировки батарей – активный и пассивный (резисторная балансировка). В зависимости от того, какие аккумуляторы применяются, изменяется и технология балансировки батареи, а также для одного типа аккумуляторов может применяться несколько различных видов балансировки для достижения наилучшего эффекта.

В работе предлагается использовать альтернативный метод зарядки ячеек, с применением группы контроллеров для управления зарядами каждой секции [Лит.]. На рисунке представлена структурная схема устройства заряда ячеек, которое включает в себя аккумуляторные батареи, блоки контроллера заряда и блоки питания 5 В.

Блок контроллера заряда будет включать в себя как сам контроллер заряда, так и схему защиты аккумулятора. Схема защиты аккумулятора предусматривает мониторинг напряжения на ячейке как нижнего, так и верхнего порогов, в случае превышения критических значений контроллер отключает нагрузку. Также в случае короткого замыкания или превышения разрядного тока, контроллер отключает питание, которое будет восстановлено после подачи зарядного напряжения. Для балансировки аккумуляторных ячеек устройства использовалась схема контроллера заряда для литий-ионных аккумуляторов. В представленной схеме, используется три независимых блока аккумуляторной батареи, дублирующих друг друга. Это позволяет балансировать батареи даже когда одна из ячеек потеряет часть заряда, в отличие от существующих контроллеров, которые отслеживают ресурс и напряжение батареи по одной ячейке. Питание на контроллеры поступает с трех независимых источников или же с блока питания, имеющего три независимые шины питания (между тремя фазами нет общей точки). За счет данного способа зарядки увеличивается срок службы аккумулятора даже в случае, когда емкость отдельных ячеек разная или уменьшилась от продолжительной эксплуатации. Поскольку подразумевается использование данного устройства для питания охранных систем, рассчитанных в основном на напряжение от 10,5 до 13,6 В, аккумуляторы в устройстве соединены последовательно, что дает 12,6 В – максимальное напряжение на выходе.



Структурная схема заряда ячеек

Представленный метод зарядки ячеек аккумуляторных батарей позволит полностью отказаться от применения самих балансиров и обеспечить наибольшую долговечность.

Литература

Максимова М. В., Афанасьев А. С. Разработка структурной схемы регулируемого автономного источника питания // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы III междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2019. С. 348–351.

Славутский Л.А.¹, Славутская Е.В.²
(Чебоксары, ¹ЧГУ; ²ЧГПУ им. И.Я. Яковлева)

ЭЛЕМЕНТАРНЫЙ ПЕРСЕПТРОН РОЗЕНБЛАТТА КАК ОБЪЕКТ В ТЕОРИИ ПЛАНИРОВАНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТА

Искусственная нейронная сеть (ИНС) может рассматриваться как «диффузный» объект в теории планирования эксперимента (рис. 1) [1]. После обучения ИНС она позволяет строить зависимости между входными параметрами X_i (факторами) и выходными параметрами Y_i (состояния). Параметры объекта (элементарного персептрона как ИНС прямого распространения) могут меняться посредством возмущающих воздействий W_i .

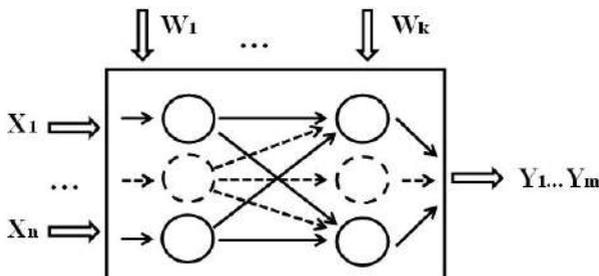


Рис. 1. ИНС как объект планирования эксперимента

Кроме того, обучение ИНС сводится к нахождению экстремума функций от многих переменных, которыми являются веса синапсов искусственных нейронов. Задача чаще всего решается с использованием градиентных методов оптимизации [2]. Эти методы относят к планированию эксперимента при оптимальных условиях [1]. Для того, чтобы ИНС позволяла решать широкий круг задач в разных областях [3–5], требуется контроль качества ее обучения. На рис. 2 показан пример основных критериев «обучаемости» ИНС: максимальная и среднеквадратичная ошибка, процент распознавания связей, диаграмма рассеяния и гистограмма распределения ошибок.

После оценки качества обучения ИНС по этим критериям она позволяет достаточно быстро и точно вычислять связи между входными и выходными данными. Принципиальным отличием от классической теории планирования эксперимента является то, что ИНС-модель не может быть записана аналитически. Даже при малом количестве нейронов в структуре персептрона зависимости строятся на основе нечеткой логики, оказываются сильно нелинейными [6]. То есть в классическом понимании идентификация объекта в этом случае исключена. Это тем более относится к «глубокому обучению» ИНС как основе искусственного интеллекта [7].

Если при обучении сети обнаруживаются большие ошибки и низкий процент распознавания связей, то говорить о зависимостях между входными и выходными параметрами объекта невозможно в принципе. А значит и объектом планирования эксперимента должна выступать структура ИНС: целевая функция, набор входных параметров, количество нейронов и слоев в персептроне. Эмпирический выбор структуры ИНС является первоочередной задачей. Дискретный набор количества нейронов и слоев может считаться, например, возмущающими воздействиями W_i на рис. 1, а целевыми функциями могут являться ошибки при обучении ИНС. Критерии качества обучения рис. 2 соответствуют выделению второй гармоники сигнала на интервале времени в одну четвертую периода промышленной частоты [8]. Примеры алгоритмов выбора структуры ИНС приведены в [9].

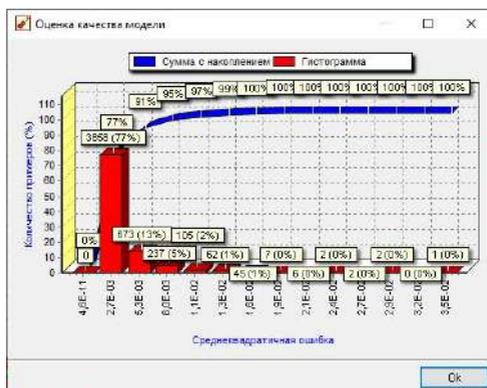
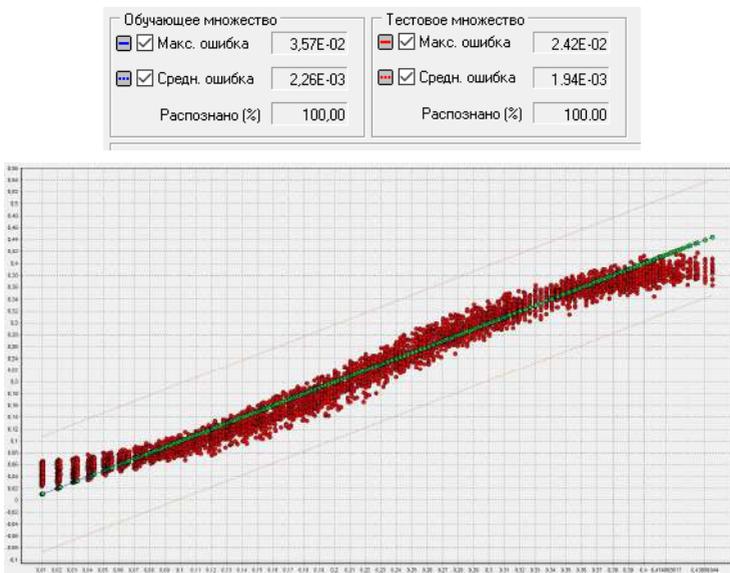


Рис. 2. Примеры оценки качества ИНС-модели в платформе Deductor

Таким образом, не только сама ИНС может рассматриваться как объект из теории планирования эксперимента в том смысле, что сигналы на входе ИНС являются управляющими параметрами, а целевая функция на выходе – параметром состояния. Но и сам выбор структуры ИНС и алгоритмов ее обучения осуществляются эмпирически и требуют планирования. Этот

подход может считаться достаточно универсальным для изучения основ искусственного интеллекта.

Литература

1. *Montgomery D. C.* Design and Analysis of Experiments. John Wiley & Sons, Inc. 1997. 757 p.

2. *Basodi S., Zhang H., Pan Y.* Gradient amplification: An efficient way to train deep neural networks // Big Data Mining and Analytics. 2020. Vol. 3(3). PP. 196–207.

3. *Laruhin A., Nikandrov M., Slavutskii L.* Anomalous modes recognizing secondary equipment in electric power industry: adaptive neuro algorithms // 2019 International Ural conference on electrical power engineering: Proceedings URALCON 2019. С. 399–403.

4. *Сучков В. О., Ядарова О. Н., Славутский Л. А.* Дистанционный ультразвуковой контроль воздушного потока на основе искусственной нейронной сети // Вестник Чувашикого университета. 2015. № 1. С. 207–212.

5. *Коцеев М. И., Славутский А. Л., Славутский Л. А.* Простые нейросетевые алгоритмы для волнового метода определения места повреждения электросети // Вестник Чувашикого университета. 2019. № 3. С. 110–118.

6. *Славутская Е. В., Аbruков В. С., Славутский Л. А.* Простые нейросетевые алгоритмы для оценки латентных связей психологических характеристик младших подростков // Экспериментальная психология. 2019. Т. 12. № 2. С. 131–144.

7. *Grossberg S.* A Path Toward Explainable AI and Autonomous Adaptive Intelligence: Deep Learning, Adaptive Resonance, and Models of Perception, Emotion, and Action // Front. Neurorobot, 25 June 2020. DOI: <https://doi.org/10.3389/fnbot.2020.00036>.

8. *Коцеев М. И., Славутский А. Л., Славутский Л. А.* Элементарный перцептрон как инструмент анализа переходных процессов // Вестник чувашикого университета. 2020. № 3. С. 84–93.

9. *Славутская Е. В., Славутский Л. А.* О выборе структуры искусственных нейросетей и алгоритмов анализа психодиагностических данных // Казанский педагогический журнал. 2020. № 5 (142). С. 202–211.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ВАКУУМНЫХ ЛАМПАХ В MULTISIM

В условиях карантинной изоляции при дистанционном проведении занятий специализированные программные комплексы имитационного моделирования становятся особенно востребованными. При выполнении студентами лабораторных работ по дисциплине «Вакуумная и плазменная электроника» на кафедре промышленной электроники ЧувГУ используется эмулятор схем Multisim [1–3]. В одной из лабораторных работ студенты строят амплитудные и амплитудно-частотные характеристики усилительных каскадов на электронных вакуумных лампах с резистивной (рис. 1) и трансформаторной нагрузкой, исследуют причины возникновения нелинейных искажений.

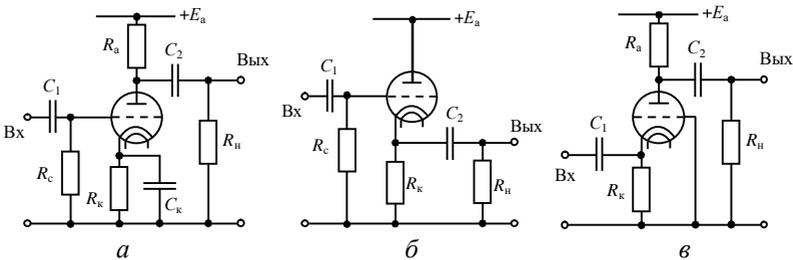


Рис. 1. Усилительные каскады на электронных лампах:
с общим катодом (а); с общим анодом (б); с катодным входом (в)

Имитационная модель каскада с общим катодом (рис. 1, а) приведена на рис. 2, а на рис. 3 показано семейство амплитудно-частотных характеристик этого усилительного каскада, построенное моделированием в Multisim для различных значений сопротивления резистора анодной нагрузки R1.

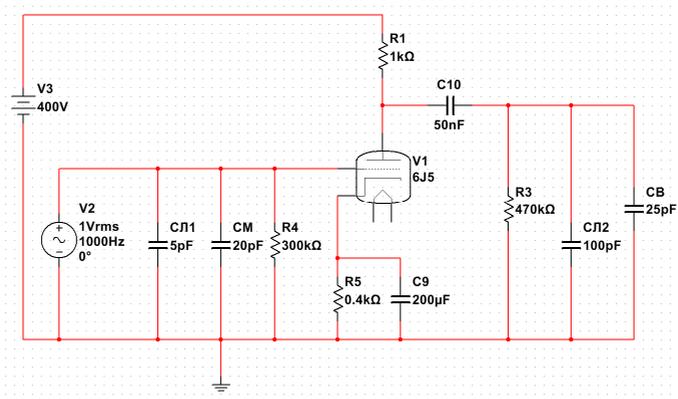


Рис. 2. Multisim-модель усилительного каскада

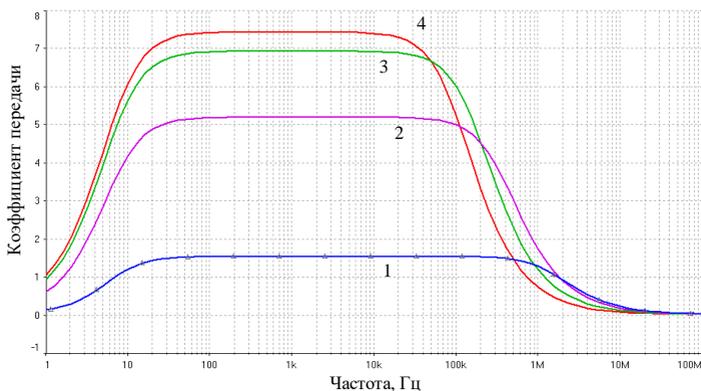


Рис. 3. Семейство амплитудно-частотных характеристик усилительного каскада (рис. 2), построенное для различных значений сопротивления резистора анодной нагрузки R1: 1 – 1 кОм; 2 – 10 кОм; 3 – 60 кОм; 4 – 300 кОм

Амплитудная характеристика усилителя представлена на рис. 4 кривой с отсчетами в виде кружков. Хорошо видно, что при достижении уровня входного сигнала, соответствующего $U_{вх} = 25$ В, пропорциональность зависимости выходного напряжения от входного сигнала нарушается, а при $U_{вх} > 35$ В насту-

пает ограничение максимального выходного напряжения на неизменном уровне. На этом же рисунке кривой с отсчетами в виде треугольников показано изменение коэффициента усиления каскада $K = U_{\text{вых max}} / U_{\text{вх max}}$ (для наглядности значение K увеличено в 20 раз).

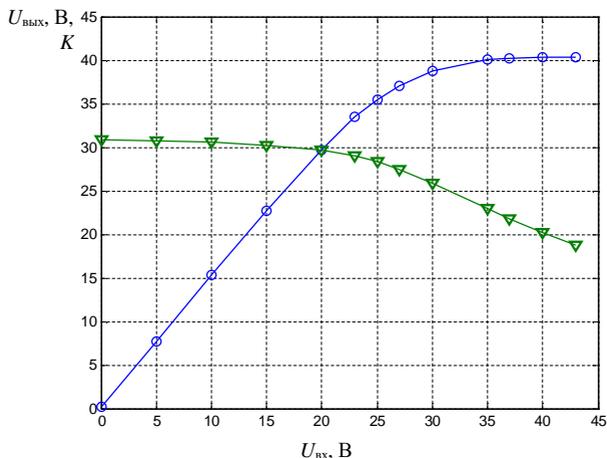


Рис. 4. Амплитудная характеристика усилителя

Кроме усилительных каскадов на резисторах на Multisim-моделях исследуются характеристики дроссельного и трансформаторного усилителей напряжения, проводится сравнительный анализ схем.

Литература

1. Лазарева Н. М., Яров В. М. Исследование характеристик электронных ламп в MULTISIM // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: Материалы 12-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 467–470.
2. Хернитер М. Е. Электронное моделирование в Multisim. М.: ДМК Пресс, 2010. 488 с.
3. Васильченко Е. В., Наседкин К. С. Проектирование схем на компьютере. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 528 с.

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ С ВЕКТОРАМИ В MATHCAD

При подготовке бакалавров электротехнических профилей в учебном процессе широко используются пакеты прикладных программ, начиная с систем компьютерной математики, таких как MathCAD [1], и заканчивая специализированными профессионально ориентированными комплексами, такими, например, как Simulink Matlab [2–4].

Комфортность и упрощение процесса решения задачи при помощи компьютерных технологий зачастую вызывает у студентов эйфорию, их внимание притупляется и, как говорится, за деревьями им леса становится не видно. Студенты выхватывают отдельные детали, но не уделяют должного внимания целостной картине, забывают об основе вычислений – математике.

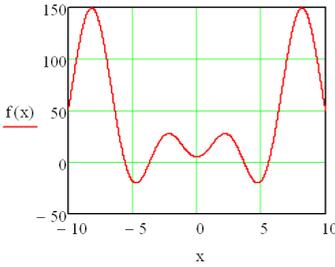
В частности, в MathCAD существует три алгоритма перемножения данных, организованных в векторы-столбцы: скалярное, векторное и поэлементное умножение (векторизация), дающие различный результат (рис. 1). Если упустить из виду этот, как кажется студентам, незначительный факт алгебры, то можно получить «фантастическое» решение.

$$V1 := \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{pmatrix} \quad V2 := \begin{pmatrix} 4 \\ -1 \\ -2 \end{pmatrix} \quad V1 \cdot V2 = -4 \quad V1 \times V2 = \begin{pmatrix} -1 \\ 14 \\ -9 \end{pmatrix} \quad \overrightarrow{(V1 \cdot V2)} = \begin{pmatrix} 4 \\ -2 \\ -6 \end{pmatrix}$$

Рис. 1. Три варианта перемножения векторов

Например, пусть средствами MathCAD требуется численно найти корни уравнения $y = 10 \sin(x)x + x^2 + 5$. Создадим функцию пользователя $f(x)$ и для отделения корней построим ее график для диапазона изменения x , принятого в MathCAD по умолчанию, сформируем вектор x_0 начальных приближений к корням (рис. 2) и используем блок Given/Find для уточнения значений четырех корней. Получим

$$f(x) := 10 \sin(x) \cdot x + x^2 + 5$$



$$x0 := \begin{pmatrix} 5.58 \\ -3.62 \\ 3.62 \\ 5.58 \end{pmatrix}$$

Рис. 2. Отделение корней

Given

$$f(x0) = 0$$

$$X := \text{Find}(x0) = \begin{pmatrix} -6.109 \\ -6.109 \\ 6.109 \\ 6.109 \end{pmatrix}$$

Странно, получили две пары кратных корней и совсем не такие значения, какие отделили по графику! Выполним проверку правильности – подставим найденные значения в функцию,

получим $f(X) = \begin{pmatrix} 6.766 \cdot 10^{-5} \\ 7.1 \cdot 10^{-5} \\ 7.1 \cdot 10^{-5} \\ 6.766 \cdot 10^{-5} \end{pmatrix}$

Практически ноль! И кажется, что все хорошо, решение найдено. Но, отобразим уточненные корни на графике (рис. 3). Корни не принадлежат графику! Таким образом, при кажущейся правильности, решение-то получено неверное! Что же произошло?

При вычислении значений функции выполняется умножение $\sin(x) \cdot x$, т.е. умножается один столбец на другой, а мы не факторизовали умножение – не указали «выполнить поэлементно». В результате MathCAD по правилам алгебры реализовал

скалярное умножение векторов $\sin(x)$ и x , получилось число и как следствие – решение не заданного, а другого уравнения!

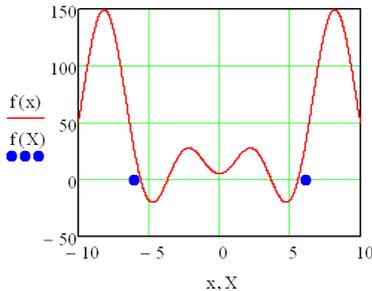


Рис. 3. Не верное решение уравнения

График $f(x)$ был построен правильно, так как векторы при этом мы не использовали, а при задании аргумента в виде ранжированной переменной, проблем с поэлементным выполнением операций не возникает.

Правильное решение заданного уравнения такое (стрелка сверху обозначает поэлементное умножение):

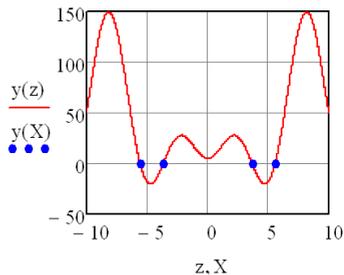
$$y(x) := \overrightarrow{10 \cdot (\sin(x) \cdot x) + x^2 + 5} \quad x := \begin{pmatrix} -6 \\ -4 \\ 4 \\ 6 \end{pmatrix}$$

Given

$$y(x) = 0$$

$$X := \text{Find}(x)$$

$$X = \begin{pmatrix} -5.579 \\ -3.669 \\ 3.669 \\ 5.579 \end{pmatrix} \quad y(X) = \begin{pmatrix} 1.421 \times 10^{-14} \\ 3.553 \times 10^{-15} \\ 3.553 \times 10^{-15} \\ 1.421 \times 10^{-14} \end{pmatrix}$$



Обратите внимание, что при вычислении x^2 мы не указали «выполнить поэлементно», но ничего страшного не произошло!

Почему? Ведь для вычисления x^2 вектор x умножается на вектор x ! «Казус» MathCAD для векторов: для заданного V

$$\underline{V} := \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \\ 3 \end{pmatrix} \quad V \cdot V = 14 \quad V^2 = \begin{pmatrix} 1 \\ 4 \\ 9 \end{pmatrix} \quad \overrightarrow{(V \cdot V)} = \begin{pmatrix} 1 \\ 4 \\ 9 \end{pmatrix}, \text{ т.е. умно-}$$

жение $V \cdot V$ вычисляется как скалярное произведение столбцов, а V^2 – поэлементно! Таким образом $V \cdot V \neq V^2$ – шок для студента! Как же так, спрашивает он?! А дело в том, что в алгебре нет операции возведения вектора в степень, как нет и операции деления векторов, поэтому и реализуются они по умолчанию поэлементно. А вот для матриц картина иная

$$M := \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 3 & -1 & 4 \\ 2 & 1 & 5 \end{pmatrix} \quad M \cdot M = \begin{pmatrix} 13 & 3 & 26 \\ 8 & 11 & 25 \\ 15 & 8 & 35 \end{pmatrix} \quad M^2 = \begin{pmatrix} 13 & 3 & 26 \\ 8 & 11 & 25 \\ 15 & 8 & 35 \end{pmatrix}$$

С подобной ситуацией студент может столкнуться и в других системах компьютерной математики. Приведенный пример демонстрирует тот факт, что нельзя безоговорочно полагаться на компьютерные технологии, надеяться, что «компьютер всё делает сам». Не разумно утверждать, «незачем мне изучать математику, я могу получить результат на компьютере». Важно понимать общие принципы построения решения, дружить с математикой вообще и с алгеброй в частности, анализировать выдаваемый компьютером результат, используя знания, полученные при изучении предметов, предусмотренных учебным планом.

Литература

1. *Лазарева Н. М.* Пакеты математического моделирования. MathCAD. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. 184 с.
2. *Лазарева Н. М., Яров В. М.* Компьютерное моделирование резонансных инверторов. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. 498 с.
3. *Лазарева Н. М.* Компьютерное моделирование. Simulink: практикум. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. 48 с.
4. *Лазарева Н. М., Яров В. М.* Компьютерное моделирование. SimPowerSystems: практикум. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. 68 с.

Васильева Л.Н., Генин В.С., Курбатова А.С.
(Чебоксары, ЧГУ)

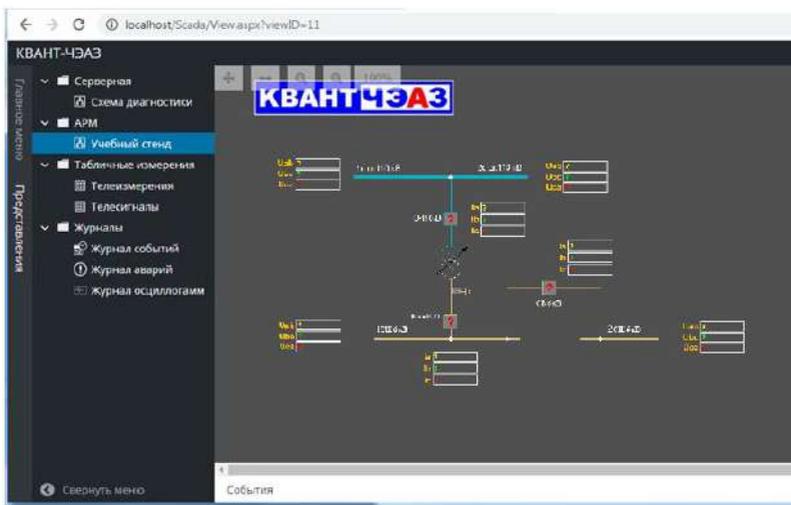
РАЗРАБОТКА КОМПЛЕКСА ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ ДЛЯ БАКАЛАВРИАТА ПО ДИСЦИПЛИНЕ «SCADA-СИСТЕМЫ»

Задача дисциплины «SCADA-системы» – подготовка квалифицированных специалистов, владеющих современными технологиями проектирования и эксплуатации систем управления типа SCADA-системы и программно-технических средств на базе промышленных контроллеров, интеллектуальных датчиков и исполнительных механизмов.

Лабораторные работы по указанной дисциплине выполняются на базе демоверсии SCADA-системы КВАНТ, поставляемой АО ЧЭАЗ, г. Чебоксары. В качестве стендового оборудования используется учебно-демонстрационный стенд РЗА и АСУ ТП [1], предоставленный университету АО «ЧЭАЗ».

Студенты имеют возможность работать как с самим стендом, так и создавать небольшие проекты в интегрированной среде разработки КВАНТ ЧЭАЗ [2]. При работе со стендом они могут получить данные с физических устройств, считывать осциллограммы и сигналы с микропроцессорных терминалов РЗА типа БЭМП. Доступ к оборудованию производится через выделенный IP-адрес в локальной сети университета. Цифровой обмен данными с устройствами стенда производится через сетевые коммутаторы по протоколам стандарта МЭК 61850, а также по протоколам Modbus TCP/RTU, МЭК 60870-5-104, МЭК 61850-8-1 (MMS).

При выполнении лабораторных работ студенты производят установку SCADA-системы и создают свой проект. Затем они должны подключиться к учебно-демонстрационному стенду, после чего имеют возможность получать информацию с устройств и воздействовать на них. Результаты работы отображаются на мнемосхеме. С помощью приложения «Вебстанция» имеется возможность мониторить систему. Вид меню приложения показан на рисунке.



Меню приложения «Вебстанция»

В процессе выполнения лабораторных работ студенты приобретают базовые навыки в настройке связей с реальными устройствами, простейшей обработке данных, разработке программ реализации логики токовых защит микропроцессорных терминалов РЗА на языке функциональных схем.

Выполнение комплекса лабораторных работ с реальной SCADA-системой играет важную роль в подготовке квалифицированных специалистов, поскольку позволяет студентам углубить знания по курсу и приобрести практические навыки работы с технической документацией, математическим моделированием и программированием технических систем.

Литература

1. Учебно-демонстрационный стенд РЗА и АСУ ТП для проведения лабораторных работ. Руководство по эксплуатации РЭ432914.

2. Программный комплекс АСУ ТП РЗА КВАНТ-ЧЭАЗ 2.3.0 для объектов ЕЭС. БКЖИ.00032-03 90 01-1. Руководство пользователя. 32 с.

Белебенцев Д.Э., Вазанов Д.А., Тогузов С.А.
(Чебоксары, Чебоксарский институт (филиал)
Московского политехнического университета)

РАЗРАБОТКА ВИРТУАЛЬНОГО 3D-ТРЕНАЖЕРА
ДЛЯ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ
ПО ОБСЛУЖИВАНИЮ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК
С ПРИМЕНЕНИЕМ ВЫСОКО ДЕТАЛИЗИРОВАННЫХ
ТРЕХМЕРНЫХ МОДЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК,
ВИЗУАЛЬНО ПРИБЛИЖЕННЫХ К РЕАЛЬНЫМ*

Тренажер с использованием технологии виртуальной реальности необходим, чтобы повысить качество обучения электромонтёров за счет более глубокого погружения обучаемого в виртуальную среду, приближенную к реальным условиям. Повышение надежности и безопасности эксплуатации электроустановок за счет формирования у персонала профессиональных навыков, умений принятия и выполнения решений при обслуживании электроустановок в условиях реального времени является актуальной задачей.

Разработана библиотека 3д-моделей и текстур, включающая в себя 12 моделей: каркас шкафа, дверь, потолочная панель, задняя стенка, панели основания, монтажная панель, кнопки, переключатели, РЕТОМ-61, панель *Siprotec4* Siemens устройства управления присоединением высокого напряжения, сборочный стенд, пины подключения проводов. Модели сделаны в приложении для создания трёхмерной компьютерной графики *Blender*. Текстуры создавались в приложении *Substance Painter 2017*, используя метод *Physically based rendering*, который позволяет отображать объекты более достоверно. При самом рендере использовался *blender ivy 2.8* (рис. 1).

Разработана демоверсия теста шкафа МТЗ (рис. 2). В недалеком будущем виртуальный 3D-тренажер будет разработан и представлен стендами ДЗТ (дифференциальная защита трансформатора), ДЗЛ (дифференциальная защита линии), ТНЗНП

* Работа выполняется в рамках гранта по программе УМНИК - договор 15429ГУ/2020 от 21.06.2020.

(токовая направленная защита нулевой последовательности), ДФЗ (дифференциально фазная защита), ГЗТ (газовая защита трансформатора), автоматика УРОВ (устройство резервирования выключателя), КРН (контроль пуска по напряжению), АУВ (автоматика управления выключателем).



Рис. 1. Разработка 3D-моделей



Рис. 2. Виртуальная комната

Для разработки и тестирования программы используются VR-шлемы *HTC Vive* и *Oculus Rift S*, оснащенные датчиками, обеспечивающими максимально точное определение положения пользователя, даже при вращении на 360° вокруг своей оси. Чтобы пребывание в VR было полностью реалистичным шлемы оборудованы *QLED* дисплеем с углом обзора 110°.

Для взаимодействия с виртуальным пространством используется актор, которым управляет человек. VR-шлем имеет привязку к виртуальной камере, а джойстики – к виртуальным рукам актора. Система взаимодействия имеет три общих состояния: наведение, выбор и активация. Эти состояния могут означать разные вещи для разных интерактивных объектов. Наведение и выбор слабо связаны с традиционными концепциями графического интерфейса – наведением указателя мыши и наведением указателя джойстика в VR. Активация специфична для XR [Лит.].

На основе функций, приведённых в таблице, строится и пишется большинство скриптов для взаимодействия с виртуальным пространством. Можно расширить систему *XR Interaction Toolkit* посредством наследования или композиции. И *Interactors*, и *Interactables* являются производными от абстрактного базового класса, который можно наследовать и использовать для подключения к *Interaction Manager*, чтобы обеспечить свою собственную функциональность. Кроме того можно использовать помощники, в частности обратные вызовы событий, для добавления функциональности к существующим компонентам.

Функции взаимодействия

Состояние	Функция
<i>Hover</i>	Если <i>Interactable</i> является допустимой целью для <i>Interactor</i> , его состояние изменяется на <i>Hover</i> . Наведение на объект означает намерение взаимодействовать с ним, но обычно не меняет поведения этого объекта, хотя может создать визуальный индикатор для этого изменения состояния, например, кнопка при наведении курсора может менять оттенок.

Окончание таблицы

<i>Select</i>	Для выбора требуется действие, такое как нажатие кнопки или триггера, от пользователя для включения состояния «Выбор». Когда <i>Interactable</i> находится в состоянии <i>Selection</i> , <i>Unity</i> считает, что выбранный <i>Interactor</i> взаимодействует с ним. Например, <i>Selection</i> может имитировать захват объекта, удерживание рычага или подготовку к толканию двери, находящейся в фокусе, посредством зависания.
<i>Activate</i>	Активация – это дополнительное действие, обычно связанное с кнопкой или триггером, которое влияет на текущий выбранный объект. Это позволяет пользователю в дальнейшем взаимодействовать с выбранным объектом. Действие <i>Activate</i> зависит от <i>Interactable</i> . Можно подключить компонент интерактивных обратных вызовов событий для обработки <i>Activate</i> в действие без какого-либо дополнительного кода (подключив существующий обратный вызов к <i>OnActivate</i> через <i>UnityEvents</i>).

Литература

XR Interaction Toolkit [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://docs.unity3d.com/Packages/com.unity.xr.interaction.toolkit@0.9/manual/index.html> (дата обращения 03.05.2021)

СОДЕРЖАНИЕ

ДИНАМИКА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И ЭЛЕКТРОПРИВОДА	3
<i>Алифов А.А.</i> Параметрические колебания при ограниченном возбуждении и запаздывании	3
<i>Бирюков И.Д., Тогuzов С.А.</i> Анализ данных эксплуатации запорного привода с использованием методов машинного обучения	6
<i>Петровская М.В., Гилемханов Т.Ф.</i> Автоматизированный электропривод автомобильного подъемника	10
<i>Хисматулина З.С., Денисов Е.С.</i> Аппаратное обеспечение системы позиционирования в закрытых помещениях	12
<i>Енилиев Р.Р., Денисов Е.С., Никишина Г.В.</i> Аппаратное обеспечение автоматизированной системы диагностики аккумуляторов по переходным характеристикам	14
<i>Хабибуллин И.Р.</i> Автоматизированный измеритель частотных и временных характеристик звеньев систем управления	16
<i>Семёнова М.Н.</i> Реализация ПИ-регулятора скорости двигателя постоянного тока в пакете программ Matlab	18
<i>Егоров А.Н., Семёнов А.С.</i> Оценка результатов моделирования при внедрении системы частотно-регулируемого привода на технологическую установку	21
<i>Лысенко Д.С.</i> Алгоритм адаптации параметров ПИ-регулятора температуры воды на выходе котла-утилизатора	24
<i>Зайцев В.В.</i> Фазовая автоподстройка частоты ДВ-осциллятора Ван дер Поля	28
<i>Нейман Л.А., Нейман В.Ю., Марков А.В., Лапти С.Ю.</i> Моделирование динамики процессов технологической вибрационной установки с электромагнитным возбуждением	30

<i>Генералов Л.К.</i> Электропривод станка с наблюдателем состояния процесса резания	33
<i>Афанасьев А.А., Генин В.С., Васильева Л.Н., Григорьев В.Г.</i> Линеаризованная модель магнитного редуктора в пространстве состояний	35
<i>Мочалов М.Ю.</i> Синтез систем управления импульсного стабилизатора напряжения на основе квадратичного критерия качества	37
<i>Мочалов М.Ю.</i> Нечеткое управление в импульсных стабилизаторах напряжения	39
<i>Колесников А.М.</i> Преобразователь напряжения для двухфазного двигателя антенного комплекса	41
ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ	43
<i>Малафеева А.А.</i> Взаимодействия в человеко-машинных системах	43
<i>Ляшева М.М., Ляшева С.А., Шлеймович М.П.</i> Геометрическое преобразование изображений документов	45
<i>Коцеев М.И., Петров И.Ю., Славутский А.Л., Славутский Л.А., Андреев О.Н.</i> Элементарный персептрон как инструмент фильтрации нелинейных искажений сигнала	47
<i>Чумычкин В.А., Галанина Н.А.</i> Эффективные алгоритмы масштабирования в системе остаточных классов	51
<i>Мишин С.А., Галанина Н.А.</i> Выбор способа передачи данных	54
<i>Григорьев А.В.</i> Теоретико-информационная модель изображения	56
<i>Захаров В.Г.</i> Цифровой фазочастотный модулятор	58
<i>Семенов В.И., Шурбин А.К., Алексеев В.Г.</i> Сравнение ковариационных матриц уровней разложения для вейвлетов на основе производных функции гаусса и вейвлетов, сконструированных в частотной области	61

<i>Чумаров С.Г.</i> Быстрое развертывание сетей связи на основе программно-определяемого радио	64
<i>Игнатьев Д.А., Чумаров С.Г.</i> Расчёт качественных показателей радиорелейной линии стандарта SDH	66

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

69

<i>Шихина А.В., Мишучков В.И., Шихин В.А., Хрисостому Г.</i> Композитные модели прогноза цены электроэнергии для альтернативных выборов	69
<i>Евдокимов Ю.К., Гладнев К.С.</i> Построение цифрового двойника и моделирование процессов теплопереноса в калориметрической системе	71
<i>Евдокимов Ю.К., Фадеева Л.Ю., Ахнапов Р.Т.</i> Метод сканирования структуры неоднородных сред по глубине на основе скин-эффекта	75
<i>Евдокимов Ю.К., Фадеева Л.Ю., Усманова Д.Х.</i> Алгоритм оценки фрактальной размерности микрорельефной поверхности проводников	77
<i>Хованская Ю.С., Денисов Е.С.</i> Автоматизированная система для исследования сигналов электрохимических датчиков	79
<i>Коньков К.В., Денисов Е.С.</i> Устройство для измерения электрохимического импеданса	81
<i>Денисов Е.С.</i> Исследование влияния температурных режимов работы твердополимерного топливного элемента на электрические флуктуации	83
<i>Никишина Г.В.</i> Определение параметров эквивалентной схемы первого порядка на основе переходных характеристик, вызванных изменениями нагрузки	85
<i>Раупов Р.Р., научн. рук. Афанасьев В.В.</i> Моделирование селективного подавления маскирующих сигналов многолепестковых дискретно-нелинейных систем	87

<i>Давыдов В.Г., научн. рук. Афанасьев В.В.</i> Сравнение эффективности методов селективного подавления сигналов дискретной системы Дмитриева–Кислова	89
<i>Буткевич Ю.Р., научн. рук. Афанасьев В.В.</i> Математическое моделирование оптической системы связи с маскированием хаотическими сигналами дискретно-нелинейной системы Дуффинга–Холмса	91
<i>Попов Н.С., Аносов В.Н., Вильбергер М.Е., Домахин Е.А.</i> Увеличение запаса хода автономного транспортного средства за счёт применения алгоритмов нечеткой логики	93
<i>Петров О.А.</i> Моделирование и расчёт параметров дугогасительной системы комбинированного магнитного дутья	95
<i>Гаврилов А.В., Печенкин А.Ю.</i> Проблема реализации искусственной нейронной сети на аппаратной платформе	98
<i>Хабибуллин Р.Д., Бардин Д.А.</i> Сравнительный анализ характеристик и возможностей синтеза элементов с фрактальным импедансом на основе многослойных C-R-NC и R-C-NR структур	99
<i>Кинев Е.С., Тяпин А.А., Пантелеев В.И., Первухин М.В., Литовченко А.В.</i> Динамика параметрических ШИМ-моделей индукционных устройств	103
<i>Афанасьев А.А., Генин В.С., Ваткин В.А., Ефимов В.В., Малинин А.И., Токмаков Д.А.</i> Аналитическое моделирование поля в магнитоэлектрическом вентильном двигателе	113
<i>Матвеев Е.К., Иванов В.С., Славутский А.Л., Андреев О.Н.</i> Нейроалгоритм для коррекции тока при насыщении трансформатора	115
<i>Иванов С.О., Никандров М.В. Ларюхин А.А.</i> О возможности нейросетевой идентификации аномалий в режимах работы токовой защиты	118
<i>Иванов С.О., Никандров М.В.</i> Программная реализация нейросети для контроля максимальной токовой защиты	121

<i>Медведев В.Г., Надеждина О.А., Свеклова О.В.</i>	
Разработка и исследование нелинейной динамической модели деформационных разрушений электротехнических, электроэнергетических и электромашиностроительных устройств	124
<i>Кокшев П.А., Галанина Н.А.</i> Преимущества применения нейронной сети с архитектурой многослойного персептрона для сетевого анализатора данных цифровой подстанции	127
<i>Зельцман И.И., Мясникова Т.В.</i> Модернизация блока питания микропроцессорных терминалов защиты, автоматики и управления	130
<i>Охоткин Г.П.</i> Разработка виртуальных приборов для исследования динамики непрерывных систем	132
<i>Охоткин Г.П.</i> Разработка виртуальных приборов для исследования динамики дискретных систем	138
<i>Охоткин Г.П.</i> Разработка виртуального прибора для оценки параметров RC-цепи	144
<i>Охоткин Г.П., Бульчев А.В.</i> Разработка виртуального прибора для идентификации параметров RL-цепи	152
<i>Медакин Р.А., Лазарева Н.М.</i> Среда разработки MPLAB IDE	156

ДИНАМИКА СИСТЕМ И ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

160

<i>Белов Г.А., Малинин Г.В.</i> Упрощенный учет тока намагничивания трансформатора при анализе резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LLC	160
<i>Белов Г.А., Петров К.И.</i> Исследование динамической модели резонансного преобразователя с фазовым регулированием	169
<i>Белов Г.А., Чепчугов В.А.</i> Временной анализ резонансных преобразователей типа LCC	174
<i>Быков К.В.</i> Транзисторное зарядно-выпрямительное устройство для систем оперативного постоянного тока подстанций и электростанций	178

<i>Самсонов А.И.</i> Силовые ключи на основе карбида кремния	181
<i>Быков К.В., Лазарева Н.М., Яров В.М.</i>	
Преобразователь напряжения с коррекцией коэффициента мощности	188
<i>Абрамов С.В., Тимофеев А.В.</i> Повышающий импульсный преобразователь с упрощенным токовым контуром	193
<i>Ильгачёв А.Н.</i> Характеристики параллельного тиристорного инвертора тока	200
<i>Гольшиев Н.В., Моторин С.В., Гольшиев Д.Н.</i> Разработка универсальной методики расчета электромагнитных экранов для бортовой аппаратуры	204
<i>Аносов В.Н., Кавешников В.М., Саидов С.А.</i> Определение емкости буферного накопителя энергии	208
<i>Задорина Д.А., Шафигуллин И.Д., Денисов Е.С.</i> Исследование характеристик пьезоэлектрического харвестера энергии для систем автономного электропитания	211
<i>Якимов Р.А., Денисов Е.С.</i> Измерительная система для исследования процессов охлаждения электронных схем	213
<i>Ганиев Р.Н., Хамзин А.А.</i> Энергетическое взаимодействие активных выпрямителей преобразователей частоты с питающей сетью	215
<i>Федотов В.В., Рожков В.В.</i> Разработка отладочной платы компонента системы управления ячейки в составе матричного преобразователя частоты	220
<i>Андрянов А.И.</i> Управление нелинейными динамическими процессами трехфазного рекуперирующего преобразователя с использованием запаздывающей обратной связи	223
<i>Андрянов А.И., Баранчиков М.В.</i> Программно-аппаратный комплекс для исследования нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения	225

<i>Андрянов А.И., Жигальцов Д.А.</i> Особенности проектирования мегаомметра для измерения сопротивления изоляции кабельных линий	227
<i>Школин А.Н., Седых С.В.</i> Импульсный светодиодный драйвер с минимизированной силовой частью	229
<i>Петриев Д.Н., Зайцев Ю.В., Мирошниченко А.Ю., Корякин А.Г.</i> Самовосстанавливающиеся полимеры для плёночных конденсаторов	231
<i>Домахин Е.А., Котин Д.А., Попов Н.С.</i> Алгоритм синхронизации напряжений многоуровневого преобразователя частоты и высоковольтной питающей сети	232
<i>Миргородская Е.Е., Колчев В.А., Мамонычев М.Е., Митяшин Н.П.</i> Алгоритм переключения вентиля коммутатора многоуровневого инвертора	234
<i>Миргородская Е.Е., Трегубова Е.В., Голембиовский Ю.М.</i> Комбинированное регулирование выходного напряжения в двухмостовом инверторе тока	239

УПРАВЛЕНИЕ И АВТОМАТИКА

В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ	244
---------------------------	-----

<i>Попов М.Г., Даутов А.А., Горячевский К.С., Маньков П.Н., Мельников А.А.</i> Экспериментальные исследования автоматики разгрузки линий электропередачи с коррекцией её характеристик срабатывания	244
<i>Попов М.Г., Маньков П.Н., Мельников А.А., Даутов А.А., Факеров С.М.</i> Электромагнитная совместимость контрольно-измерительных кабелей в нестационарных режимах	249
<i>Попов М.Г., Мельников А.А., Маньков П.Н., Даутов А.А., Факеров С.М.</i> Электромагнитная совместимость микропроцессорных устройств	254
<i>Попов М.Г., Ванин В.К., Байназарова Л.А.</i> Создание цифровой 3D-модели управляемого шунтирующего реактора в среде COMSOL	260

<i>Маслов И.Н., Маслова Г.Д., Новоселова М.С.</i> Автоматическое регулирование напряжения для обеспечения качества электроэнергии	265
<i>Маслов И.Н., Маслова Г.Д., Акчулпанов Р.И.</i> Анализ фактической потребляемой мощности в бытовом секторе	267
<i>Бисеров Д.М., Пашиковская Е.Е., Климова Т.Г.</i> Идентификация параметров многочастотных низкочастотных колебаний электрических величин	269
<i>Голенищев-Кутузов А.В., Семенников А.В., Иванов Д.А., Калимуллин Р.И.</i> Система диагностики высоковольтных диэлектрических элементов электротехнического оборудования	271
<i>Иванов Д.А., Голенищев-Кутузов А.В., Садыков М.Ф., Галиева Т.Г., Семенников А.В.</i> Устройство и система мониторинга технического состояния высоковольтного диэлектрического оборудования подстанций	273
<i>Садыков М.Ф., Ярославский Д.А., Иванов Д.А., Горячев М.П., Галиева Т.Г., Арсланов А.Д.</i> Система мониторинга технического состояния воздушных линий электропередачи, учитывающая период колебаний провода	275
<i>Хузязиев Р.Г., Кузьмин И. Л., Яхин Ш.Р.</i> Регистрация и анализ сигналов переходных процессов в бытовой сети	277
<i>Степанова Е.М., Ишалин А.В.</i> Выявление потерь электроэнергии с помощью интеллектуальных приборов учета	279
<i>Курир В.И.</i> Мини-ГЭС на основе гидротурбинных блоков HYDROMATRIX и STRAFLOMATRIX	281
<i>Макаров А.В., Макарова Т.В., Шакиров Ш.Т., Гайфутдинов С.А.</i> Моделирование статического синхронного компенсатора для компенсации реактивной мощности в системе электропитания дуговой сталеплавильной печи	285

<i>Макаров А.В., Макарова Т.В., Фаретдинов И.С., Николаев В.С.</i> Моделирование статического синхронного компенсатора для стабилизации напряжения при работе дуговой сталеплавильной печи	287
<i>Суворов А.А., Аскарлов А.Б., Гусев А.С.</i> Проблема верификации расчетов режимов и процессов в электроэнергетических системах в условиях внедрения распределенной генерации	289
<i>Малафеев С.И., Малафеева А.А.</i> Электроэнергетические процессы при работе карьерного экскаватора	291
<i>Малафеева А.А., Малафеев С.С.</i> Оценивание ресурса электротехнических компонентов с использованием цифровых двойников	294
<i>Кугушева Н.Н., Семёнов А.С.</i> Компенсация реактивной мощности в системе электроснабжения горного предприятия методом математического моделирования	296
<i>Харитонов Я.С., Семёнов А.С.</i> Оптимизация работы системы электроснабжения участка горного предприятия	299
<i>Семенов И.И., Шумский Н.В., Соснина Е.Н.</i> Система управления группой регуляторов напряжения	303
<i>Шалухо А.В., Эрдил Н.И.</i> Применение твердотельных трансформаторов в распределительных электрических сетях с объектами распределенной генерации	305
<i>Аль Уатик Х., Пронин С.П.</i> Существующие модели систем преобразования энергии ветра: обзор и сравнение	307
<i>Пашкин В.В., Ивашкин О.Н., Шабанов В.А.</i> Схема автоматического включения резерва на двухконтактном реле времени	311
<i>Кузнецов А.В., Юренков Ю.П., Аглиуллов А.И.</i> Технологические проблемы изготовления макетных образцов жидкометаллических предохранителей	317
<i>Федотов А.Ю., Антонов В.И.</i> Исследование влияния алгоритмов управления на генерацию солнечной электрической станции при различной облачности	319

<i>Дмитренко А.М., Солдатов А.В., Иванов Н.Г., Золотов А.А.</i> Разработка модели силового трансформатора для исследования процессов при перевозбуждении	325
<i>Александрова М.И., Иванов Н.Г., Антонов В.И., Наумов В.А.</i> Модель высоковольтного выключателя для целей управляемой коммутации	331
<i>Димитриев А.А., Никифоров И.К., Димитриев Р.А.</i> Моделирование функции контроля ограничения перетока мощности активного энергетического комплекса	338
<i>Дементий Ю.А., Петряшин А.Е.</i> Применение нейронных сетей для параметрической идентификации сигнала	340
<i>Дементий Ю.А., Николаев К.П.</i> Определение индуктивности дугогасящего реактора в базисе мгновенных величин	343
<i>Дементий Ю.А., Николаев К.П.</i> Анализ влияния шума на точность определения индуктивности дугогасящего реактора в базисе мгновенных величин	348
<i>Галимзянов Р.Р., Гаранин С.Г., Джамагидзе Д., Медведев В.Г., Петров М.И.</i> К управлению компенсацией емкостных токов в сетях с реакторами разных принципов регулирования	352
<i>Баязитов И.Р., Галимзянов Р.Р., Главан Л., Медведев В.Г., Петров М.И.</i> К вопросу управления компенсацией в режимах однофазных замыканий на землю	355
<i>Эрдэнэбилэг А., Алтандуулга Б., Кузьмин А.А., Медведев В.Г., Петров Е.М.</i> Совершенствование системы компенсации ёмкостных токов с дугогасящими реакторами ступенчатого регулирования	358
<i>Гришин Е.В., Засимов Д.С., Медведев В.Г., Новиков А.Н., Петров М.И.</i> Управление режимом заземления нейтрали электрической распределительной сети	361

<i>Коллэ Р.В.</i> Инновационные улучшения эксплуатационных характеристик зарядно-выпрямительных устройств большой мощности для цифровых подстанций	364
<i>Мионов Ю.М.</i> Особенности нелинейных процессов в дуговых сталеплавильных печах	369
<i>Михайлов А.Л.</i> Электромагнитная совместимость и квазиоптимальная линейная фильтрация измерительных сигналов систем электроэнергетики	371
<i>Афанасьев В.В., Ковалев В.Г., Тарасов В.А., Туманов Ю.А.</i> Исследование возможности применения теплового насоса для снижения температуры обратной сетевой воды ТЭЦ	373
<i>Абрамов С.В., Никитина О.О.</i> Повторитель интерфейса RS-485	374
РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА	379
<i>Фёдоров Алексей О., Петров В.С., Христофоров В.А.</i> Особенности Оценки фронтов волн в задачах одностороннего волнового определения места повреждения линии электропередачи	379
<i>Аркадьев Д.Э., Фёдоров А.О., Петров В.С.</i> Способ локализации повреждений двухсторонним волновым методом на кабельно-воздушных линиях электропередачи	383
<i>Степанова Д.А., Антонов В.И., Наумов В.А.</i> Преодоление избыточности данных в умных устройствах защиты	386
<i>Наумов В.А., Солдатов А.В., Иванов Н.Г., Александрова М.И., Степанова Д.А.</i> Влияние насыщения трансформатора тока в переходном режиме работы на функционирование дифференциальной защиты силового трансформатора	394
<i>Иванов М.О., Кудряшова М.Н., Солдатов А.В., Антонов В.И., Иванов Н.Г.</i> Цифровая многопараметрическая защита генератора от однофазного замыкания на землю на базе терминалов ЭКРА 200	401

<i>Воробьев Е.С., Антонов В.И., Иванов Н.Г., Наумов В.А., Солдатов А.В.</i> Основы многоканального структурного анализа электрических сигналов	405
<i>Убасева М.В., Петров В.С.</i> Определение места повреждения ЛЭП при двустороннем наблюдении	412
<i>Егоров В.А., Фёдоров Алексей О., Петров В.С.</i> Локализация фронта волны в сигнале	416
<i>Лямец Ю.Я., Никонов И.Ю.</i> Использование режима каскадного отключения для распознавания поврежденного ответвления линии электропередачи	421
<i>Кочетов И.Д., Лямец Ю.Я.</i> Локальные составляющие в задаче определения витковых замыканий в трансформаторе	427
<i>Петряшин И.Е.</i> Адаптивный алгоритм сегментации сигнала	429
<i>Петряшин И.Е., Петряшин А.Е.</i> Структурный анализ для задачи сегментации сигнала	433
<i>Петряшин И.Е., Дементий Ю.А., Петряшин А.Е., Никонов И.Ю.</i> Применение одноклассовой классификации для задачи задания условий срабатывания защиты дальнего резервирования	438
<i>Петряшин И.Е.</i> Алгоритм обеспечения равномерной плотности областей отслеживаемых и альтернативных режимов	443
<i>Дементий Ю.А., Шорников Е.В.</i> Применение активного обучения для построения моделей параметрической идентификации	446
<i>Дементий Ю.А., Шорников Е.В.</i> Регуляризация в задаче обучения интеллектуальных алгоритмов параметрической идентификации	450
<i>Дементий Ю.А., Маслов А.Н.</i> Оценка распознающей способности нейросетевого классификатора режимов при недостаточном количестве прецедентов	454
<i>Белянин А.А., Широкин М.Ю., Петров С.Г.</i> Быстродействующие цифровые фильтры в защите трансформатора	458

<i>Шалимов А.С.</i> Особенности тестирования гибридного интеллектуального электронного устройства с цифровыми и аналоговыми входами	462
<i>Марков Р.В.</i> Автоматизированный комплекс тестирования и наладки устройств релейной защиты РЕТОМ-71	464
<i>Волошин А.А., Лебедева Н.С., Курганов А.В.</i> Проведение испытаний комплексов РЗА цифровых подстанций с различными архитектурами (децентрализованная, централизованная, гибридная) для выявления времени восстановления после отказа	466
<i>Исаков Р.Г., Фёдоров Е.Ю., Метелёв И.С.</i> Проблемы согласования характеристик срабатывания токовых защит в сетях с распределённой генерацией	468
<i>Моисеев Д.В., Галанина Н.А., Иванова Н.Н.</i> Структура данных системы диагностики централизованной системы РЗА	472
<i>Моисеев Д.В., Галанина Н.А., Иванова Н.Н.</i> Алгоритм работы цифровой системы диагностики централизованной системы РЗА	474
<i>Иркагалиева И.И., Хузяшев Р.Г., Кузьмин И.Л.</i> Моделирование сигналов переходного процесса в двухконтурной цепи	476
ДИНАМИКА НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ В ВЫСШЕМ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОМ И ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОМ ОБРАЗОВАНИИ	478
<i>Курир В.И.</i> Роль пакета Matlab/Simulink в дипломном проектировании	478
<i>Сахабутдинов А.Ж., Нуреев И.И., Кузнецов А.А., Анфиногентов В.И., Морозов О.Г., Мисбахов Рин.Ш., Мисбахов Рус.Ш.</i> Математическое моделирование волоконно-оптических сенсорных систем	480
<i>Сахабутдинов А.Ж., Нуреев И.И., Кузнецов А.А., Виноградов В.Ю., Морозов О.Г., Мисбахов Рин.Ш., Мисбахов Рус.Ш.</i> Радиофотонные методы исследования спектральных характеристик оптических сверхузких резонансных контуров	482

<i>Кузнецов А.А., Сахабутдинов А.Ж., Нуреев И.И., Артемьев В.И., Морозов О.Г., Мисбахов Рин.Ш., Мисбахов Рус.Ш.</i> Волоконные брэгговские решетки и мультипликативные датчики на их основе	484
<i>Михайлов Д.М.</i> Автоматизированная измерительная установка для изучения и отладки электронных схем с дистанционным доступом	486
<i>Галиева Т.Г., Иванов Д.А.</i> Лабораторный стенд для разработки метода непрерывного неразрушающего контроля технического состояния изоляционного оборудования энергетического комплекса	488
<i>Гилемханов Т.Ф., Петровский В.В.</i> Автоматизированный стенд измерения параметров источников электропитания	490
<i>Ахметвалеева Л.В., Галимуллин Н.Р.</i> Обзор отрасли робототехнических систем	491
<i>Изосимова Т.А., Петров Н.А.</i> Автономный источник питания материнских плат	493
<i>Максимова М.В.</i> Система акустического контроля дороги	496
<i>Изосимова Т.А., Афанасьев А.С.</i> Способ зарядки ячеек аккумуляторных батарей	499
<i>Славутский Л.А., Славутская Е.В.</i> Элементарный перцептрон розенблатта как объект в теории планирования эксперимента	501
<i>Лазарева Н.М., Яров В.М.</i> Исследование характеристик усилительных каскадов на электронных вакуумных лампах в Multisim	505
<i>Лазарева Н.М.</i> Особенности работы с векторами в MathCAD	508
<i>Васильева Л.Н., Генин В.С., Курбатова А.С.</i> Разработка комплекса лабораторных работ для бакалавриата по дисциплине «SCADA-системы»	512
<i>Белебенцев Д.Э., Вазанов Д.А., Тогузов С.А.</i> Разработка виртуального 3D-тренажера для подготовки специалистов по обслуживанию электроустановок с применением высоко детализированных трехмерных моделей электроустановок, визуально приближенных к реальным	514

Научное издание

**ДИНАМИКА НЕЛИНЕЙНЫХ ДИСКРЕТНЫХ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

Материалы XIV Всероссийской научно-технической конференции

*Материалы публикуются в авторской редакции.
Ответственность за достоверность цитат, имён, названий
и иных сведений, а также за соблюдение законов
об интеллектуальной собственности
несут авторы представленных статей*

Отв. за выпуск *А.В. Серебрянников*

Согласно Закону № 436-ФЗ от 29 декабря 2010 года
данная продукция не подлежит маркировке

Подписано в печать 04.06.21. Формат 60×84/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура Times.
Усл. печ. л. 31,04. Уч.-изд. л. 30,71. Тираж 300 экз. Заказ № 498

Отпечатано в соответствии с представленным оригинал-матетом
в типографии Чувашского государственного университета
428015 Чебоксары, Московский просп., 15