

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова»

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ
ТЕХНОЛОГИИ
В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
И ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ**

**Материалы
XIV Всероссийской научно-технической
конференции**

ИТЭЭ–2024

Чебоксары
2024

УДК 621.3:004(063)

ББК 381:321Я73

И74

Редакционная коллегия:

д-р техн. наук, профессор *Г.А. Белов*;
канд. техн. наук, доцент *Н.М. Лазарева*;
канд. техн. наук, доцент *Г.В. Малинин*

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

Информационные технологии в электротехнике и электро-
И74 энергетике: материалы XIV Всерос. науч.-техн. конф./
Чуваш. гос. ун-т им. И.Н. Ульянова. Чебоксары, 2024. 410 с.

ISBN 978-5-7677-3781-9

Обсуждаются вопросы информатизации в электротехнике и электроэнергетике, построения систем управления электротехническими объектами, проблемы математического моделирования процессов в электротехнических системах, цифровой обработки сигналов электротехники и радиоэлектроники, применения информационных технологий в высшем электротехническом и электроэнергетическом образовании.

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

УДК 621.3:004(063)

ББК 381:321Я73

© Чувашский госуниверситет

им. И.Н. Ульянова, 2024

ISBN 978-5-7677-3781-9

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОМПЛЕКСЫ ПРОГРАММ

Гольшев Н.В., Моторин С.В., Гольшев Д.Н.
(Новосибирск, Сибирский государственный
университет водного транспорта)

МЕТОДИКА РЕШЕНИЯ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ РАСЧЕТА ЭКРАНОВ

Прямая задача состоит в определении экранного затухания b экрана заданного типа T с известными размерами D , d и характеристиками материала μ , ρ на заданной частоте f [1–5], либо в диапазоне частот: $b \leftarrow \langle \mu, \rho, D, d, f, T \rangle$. Фактически решению прямой задачи посвящены работы [4, 5], в которых получены все необходимые для расчетов соотношения, определены все необходимые понятия: значения $m = 1$, $m = 2$, $m = 3$ для плоского, цилиндрического и сферического экранов соответственно; $p = d / \delta$ – 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 δ ; $\mu_r = \mu / \mu_0$ – относительная магнитная проницаемость материала экрана; $P = \mu_r R / d$ – параметр, учитывающий различные геометрические особенности экранов, R – радиус цилиндра или сферы, $D = 2R$ – расстояние между пластинами плоского экрана.

Обратная задача. На практике часто требуется определить толщину экрана $d \leftarrow \langle \mu, \rho, D, b, f, T \rangle$ так, чтобы экран при заданной частоте и заданном расстоянии D между его стенками обеспечивал определенное значение экранного затухания b_s . Для решения этой задачи приходится использовать либо приближенное аналитическое решение, либо численный метод.

Приближенное решение можно получить при использовании аппроксимации для низких и высоких частот.

Так как при низких частотах ($d < \delta$) поверхностный эффект выражен слабо и экран ведет себя как короткозамкнутый виток, сопротивление стенок которого совпадает с сопротивлением постоянному току, то можно принять $ch(kd) \approx 1$ и $sh(kd) \approx kd$. В области высоких частот вследствие поверхностного эффекта ($d > \delta$) коэффициент экранирования резко убывает по экспоненциальному закону. В этой области можно допустить приближение $ch(kd) \approx sh(kd) \approx \frac{1}{2}e^{kd}$.

С учетом изложенного экранное затухание для обеих областей частот можно определить по формуле

$$b_s = \ln \left| \frac{H_a}{H_i} \right| = \ln \frac{1}{|S|} \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \ln \left[1 + \left(\frac{\mu_0}{\mu} \frac{Dd}{m\delta^2} \right)^2 \right], & d < \delta, \\ \frac{d}{\delta} + \ln \frac{\mu_0}{\mu} \frac{D}{2\sqrt{2}m\delta}, & d > \delta. \end{cases} \quad (1)$$

В формулу (1) введен множитель m , при помощи которого эти формулы распространяются на все рассмотренные типы экранов.

Методика решения обратной задачи. На основе приближенных формул (1) можно определить толщину экрана d так, чтобы экран при заданной частоте и заданном расстоянии $D = 2R$ между его стенками обеспечивал определенное значение экранного затухания b_s . При этом для толщины экрана будем иметь приближенные оценки

$$d = \begin{cases} \frac{\mu}{\mu_0} \frac{m\delta^2}{2R} \sqrt{e^{2b_s} - 1}, & d \leq \delta, \\ \delta \left[b_s - \ln \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\mu_0}{\mu} \frac{R}{m\delta} \right], & d \geq \delta. \end{cases} \quad (2)$$

Для их вычисления сначала по заданным значениям частоты и удельного сопротивления ρ подсчитывается эквивалентная глубина проникновения δ

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}}, \quad \text{м.}$$

Затем применяется формула (2), в которую подставляется значение $R = D / 2$, и, смотря по тому, будет ли значение d получаться больше или меньше δ , выбирают для приближенного расчета нижнюю или верхнюю формулу.

При большом значении экранного затухания ($b_s > 1$) применяется всегда нижняя формула, соответствующая явлению поверхностного эффекта и ($d > \delta$).

Для получения предварительных оценок параметров можно использовать приведенные выше формулы, либо графики, приведенные ниже. Здесь по горизонтальной оси принята нормировка

$$\chi = \frac{\mu_0}{\mu} \frac{D}{\delta}.$$

На рисунке приведены кривые, при помощи которых можно без подсчетов при заданном экранном затухании получить значения толщины стенок экранов $d = p\delta$ для значений экранного затухания [1, 3, 5, 8, 10, 12].

Полученное приближенное решение далее используется в алгоритме расчета в качестве начального условия.

В системах математического моделирования MatLab и MathCad уточнение приближенного решения можно проводить путем нахождения корня нелинейного уравнения

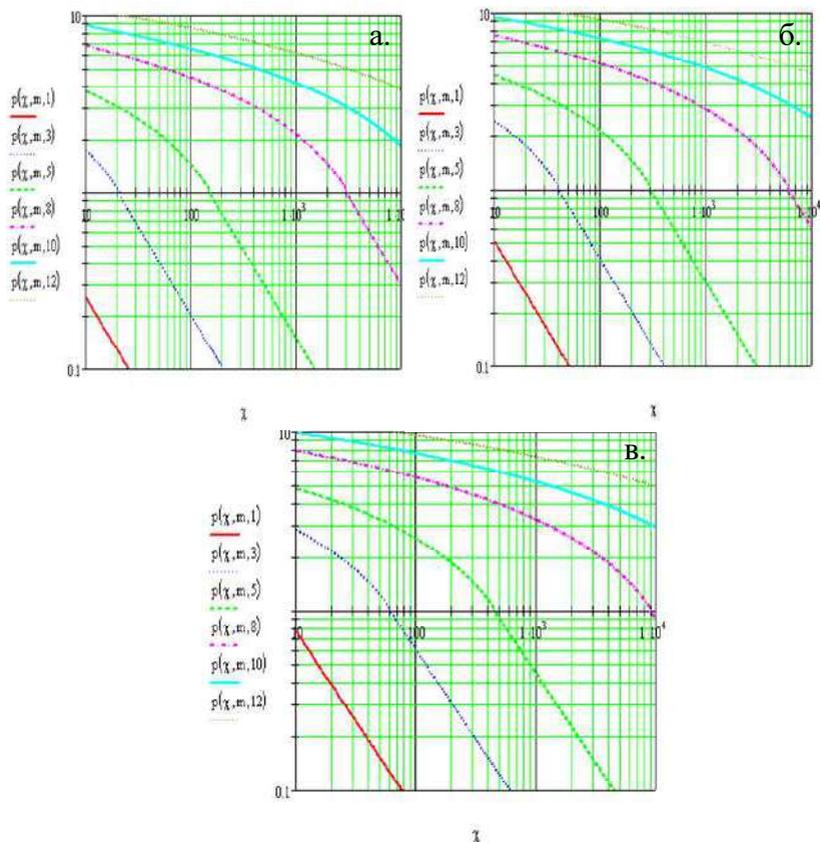
$$\Psi(b, p) = \text{root} \left\{ b - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{\gamma}{m} \right)^2 F1(2p) + \frac{\gamma}{m} F2(2p) + \frac{1}{2} F3(2p) \right], p, b0, b1 \right\},$$

где $b0, b1$ – нижняя и верхняя границы поиска корня соответственно,

$\chi = \frac{\mu_0}{\mu} \frac{R}{\delta}$ – безразмерный параметр.

Таким образом, в работе проведен анализ и предложена методология приближенного расчета системы «экран – экранируе-

мый объект» при решении обратной задачи. Это важно, когда требуется обеспечить определенное значение экранного затухания b_s при заданных технических параметрах: частоте и заданном расстоянии D между его стенками, что необходимо при создании бортовой аппаратуры с жесткими требованиями к габаритам и массе [4–7].



К определению толщины стенки d экранной оболочки для заданного значения экранного затухания b_s плоского (а. - $m=1$), цилиндрического (б. - $m=2$) и сферического (в. - $m=3$) экрана

Результаты могут быть использованы для создания программного обеспечения по расчету экранов.

Литература

1. *Татур Т. А.* Основы теории электромагнитного поля. М.: Высш. шк., 1989. 270 с.

2. *Каден Г.* Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи; пер. с нем. М.: Госэнергоиздат, 1957. 327 с.

3. *Шапиро Д. Н.* Основы теории электромагнитного экранирования. Л.: Энергия, 1975. 230 с.

4. *Гольшев Н. В., Моторин С. В., Гольшев Д. Н.* Разработка универсальной методики расчета электромагнитных экранов для бортовой аппаратуры // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 14-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 204–207.

5. *Гольшев Н. В., Моторин С. В., Гольшев Д. Н.* Математическое моделирование ферромагнитных экранов для бортовой аппаратуры // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 13-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2022. С. 62–66.

6. *Гольшев Н. В., Моторин С. В., Гольшев Д. Н.* Расчет влияния замкнутого экрана на катушку индуктивности // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 178–182.

7. *Гольшев Н. В., Моторин С. В., Гольшев Д. Н.* Оценка сопротивления и индуктивности вносимых в катушку индуктивности замкнутым экраном // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 182–186.

Евдокимов Ю.К., Фадеева Л.Ю., Гайнуллин Р.А.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДВУМЕРНЫХ ФРАКТАЛЬНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ И ПОЛЕЙ

В работе предлагается решение вопроса математического моделирования многомерных случайных процессов и полей для прикладных радиотехнических задач. Многомерные случайные процессы используются при описании флуктуационных явлений в различных системах, в частности, в задачах приема и обработки сигналов на фоне шумов и помех, в случае многолучевой интерференции сигналов, для описания свойств шероховатых поверхностей [1].

Многие сложные природные структуры могут быть описаны в рамках понятия фрактальной размерности D . Фрактальный многомерный процесс представляет собой синтез одномерных реализаций этого процесса, полученных путем операций трансляции фрактальных кривых с масштабированием и поворотом. Параметр D , характеризующий фрактальный процесс (поверхность) имеет дробную величину и в условиях данной задачи лежит в интервале $2 < D < 3$. Связь такого процесса с его фрактальной размерностью D можно установить, если ввести промежуточный показатель Херста H , который и характеризует меру зашумленности и изрезанности процесса [2].

В работе рассмотрен синтез двумерного случайного процесса с заданной фрактальной размерностью с использованием интегро-дифференциального оператора Римана-Лиувилля и двумерного преобразования Фурье исходного случайного поля, заданного в виде белого шума [3]. После преобразований двумерный спектр фрактального случайного процесса будет иметь вид

$$\hat{\varphi}_F(p, q) = (jp)^{-\nu} (jq)^{-\nu} \hat{\varphi}(p, q). \quad (1)$$

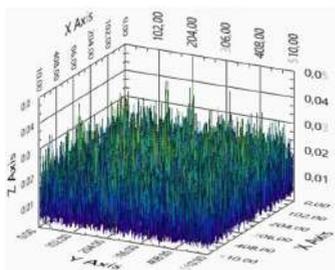
Искомый двумерный фрактальный процесс $\varphi_F(x, y)$ с заданной размерностью получается обратным двумерным преобразованием Фурье

$$\varphi_F(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{\varphi}_F(p, q) e^{j(px+qy)} dpdq. \quad (2)$$

Если исходный случайный процесс представляет собой белый шум со спектром $S_{\varphi}(p,q) = \text{const}$, то фрактальная размерность D синтезированного двумерного процесса (поля) $\varphi_f(x, y)$ полностью определяется показателем дробного интегрирования ν , связанного с показателем Херста H и фрактальной размерностью D формулой

$$D = 3 - H = 3 - (2\nu - 1)/2 = 7/2 - \nu. \quad (3)$$

Технологические возможности современной 3D-печати позволяют воспроизвести любую заданную сложную поверхность, что и было реализовано в рамках данной задачи. На рисунке показана модель двумерного фрактального случайного процесса на основе белого Гауссова шума с фрактальной размерностью $D = 2,7$ с использованием описанного алгоритма и ее реализация с использованием аддитивных 3D-технологий.



а



б

Двумерный случайный процесс с фрактальной размерностью $D = 2,7$ (а) и его реализация на 3D-принтере (б)

Литература

1. Кузьмин Е. В. Повышение эффективности обработки шумоподобных сигналов на фоне внешних помех: монография. Красноярск: СФУ, 2018. 128 с.
2. Кроновер Р. М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. М.: Постмаркет, 2000. 352 с.
3. Евдокимов Ю. К., Фадеева Л. Ю., Костянский И. О. Алгоритм синтеза фрактальных двумерных случайных сигналов // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 30.

СПЕКТРАЛЬНЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ФРАКТАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУМЕРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПОЛЕЙ

Синтез двумерных случайных полей играет важную роль для решения многих радиотехнических задач, например, моделирования отражающих и поглощающих свойств шероховатых поверхностей, в том числе синтеза стенок безэховых камер со сложным случайным рельефом и др. Новые технологические возможности современной 3D-печати позволяют воспроизвести любую заданную сложную поверхность из любых материалов, включая композитные [1].

Эффективным инструментом для оценки подобных сложных неоднородных многомерных структур являются методы фрактальной геометрии. Важной числовой характеристикой меры неоднородности является ее фрактальная размерность D , связанная с показателем Херста H формулой

$$D = 3 - H. \quad (1)$$

Существуют различные способы оценки показателя Херста [2], но для многомерных структур, таких как случайное поле, наиболее удобным оказывается спектральный метод оценивания, т.к. он позволяет быстро получить требуемые характеристики.

Известна связь степенного показателя β , определенного из спектра Фурье $S(f)$ временного ряда с показателем Херста H , определенным по значениям этого же временного ряда

$$S(f) \propto 1/f^\beta, \quad \beta = 2H + 1, \quad 1 < \beta < 3, \quad (2)$$

где $S(f)$ – спектральная плотность, β – угол наклона прямой.

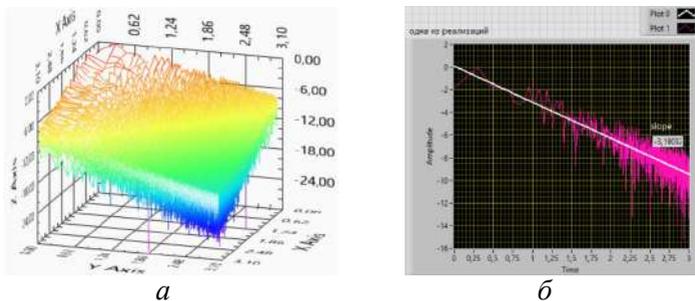
В данной работе для моделирования случайного поля используется синтез двумерного случайного процесса с заданной фрактальной размерностью на основе интегро-дифференциального оператора Римана-Лиувилля и двумерного преобразования Фурье исходного случайного поля, заданного в виде белого шума [3]. После преобразований двумерный спектр фрактального случайного процесса имеет вид

$$\hat{\phi}_F(p, q) = (jp)^{-\nu} (jq)^{-\nu} \hat{\phi}(p, q), \quad (3)$$

где p, q – пространственные частоты; $\varphi(jp)$ – спектр белого шума, ν – показатель дробного интегрирования, связанный с β формулой $\nu = \beta/4$.

Если исходный случайный процесс представляет собой белый шум со спектром $S_{\varphi}(p, q) = \text{const}$, то фрактальная размерность D синтезированного двумерного поля полностью определяется показателем дробного интегрирования ν по углу наклона прямой β одной из реализаций спектральной плотности случайного поля.

На рисунке показана спектральная плотность двумерного фрактального случайного поля, сгенерированного на основе белого Гауссова шума, с фрактальной размерностью $D = 2,7$ и одна из реализаций его с линейной аппроксимацией с углом наклона $\beta = 3,19$ и коэффициентом $\nu = 0,8$.



Спектральная плотность двумерного случайного поля (а);
одна из реализаций спектральной плотности двумерного поля (б)

Литература

1. Ковтунов А. И., Мямин С. В., Чермащенко Т. В. Исследования влияния титана на свойства слоистых композиционных материалов сталь-алюминий // Цветные металлы. 2011. №1. С. 87–90.
2. Кроновер Р. М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. М.: Постмаркет, 2000. 352с.
3. Евдокимов Ю. К., Фадеева Л. Ю., Имаев Р. А. Оценка спектральной плотности фрактальных случайных сигналов // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 28.

Якимов Р.А., Евдокимов Ю.К., Глебов Г.А.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

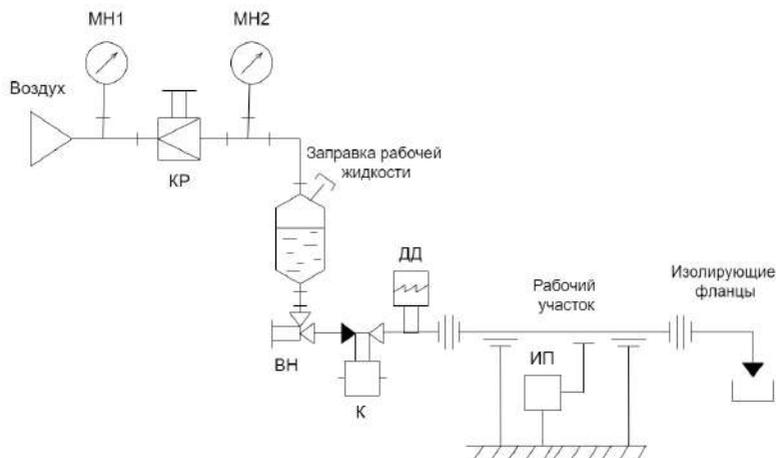
СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРИЗАЦИИ ПРИ ПРОТЕКАНИИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ В ВЫСОКОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВКАХ

Накопление электростатического заряда или электризация – это процесс возникновения избытка зарядов одного знака на поверхности материала или в его объеме. Данный эффект возникает при трении тел в тесном контакте, таких как твердые вещества, предметы, жидкости или газы, трущиеся друг относительно друга. Эти процессы оказывают негативное влияние на работу различного рода оборудования, связанное с циркуляцией газов, частиц и жидкостей. А в случае взаимодействия тонких пленок, жидкостей, сыпучих частиц и других мелкодисперсных материалов может накапливаться электростатический заряд [1–2].

Заряды ионов, образующиеся в результате диссоциации примесей в жидкости, образуют слабосвязанный двойной слой на границах раздела сред. Принудительное движение жидкости способно выбивать ионы из этого двойного слоя и перемещать их дальше по течению. Таким образом, в результате как в поверхностном, так и в объемном потоке накапливается напряжение [3].

В предлагаемом докладе рассматривается система для измерения напряжения электростатического поля на участке медной трубки длиной 1,5 метра при протекании нефтепродуктов с примесями под высоким давлением (рисунок).

С помощью сжатого воздуха давлением 100 кгс/см^2 проталкивается диэлектрическая жидкость из бака. По достижении оптимального давления открывается клапан и жидкость с сильным напором протекает через изолированный рабочий участок медной трубы в подготовленную емкость.



Функциональная схема стенда для измерения электризации:
 МН1, МН2 – манометры; КР – кран; ВН – вентиль; К – клапан
 (проходной); ДД – датчик давления; ИП – измерительный прибор

Поверхность трубки электризуется подобно поверхности топливных трактов высокоэнергетических установок, и напряженность возникающего поля, измеряется специальным прибором, преобразуясь в напряжение.

В результате такого измерения можно в подробностях изучить процесс электризации при протекании диэлектрических жидкостей в высокоэнергетических установках.

Литература

1. Электризация жидкостей и ее предотвращение / В. В. Захарченко [и др.]. М.: Химия, 1975. 128 с.
2. Пилюгин Н. Н. Измерение электрических зарядов около тел при гиперзвуковом движении // Теплофизика высоких температур. 1994. №1 (32). С. 114–126.
3. J. Keith Nelson. Dielectric Fluids in Motion // IEEE Electrical Insulation Magazine. 1994. №3 (10). P. 16–28.

Аккад А.Ф., Соснина Е.Н., Эрдили Н.И., Гусев Д.А.
(Нижний Новгород, НГТУ)

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ D-STATCOM С РЕГУЛЯТОРОМ НА НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКЕ

Распределенная генерация (РГ) на основе возобновляемых источников энергии (ВИЭ) все шире внедряется в распределительные электрические сети (РЭС). При этом стохастический характер ВИЭ вызывает колебания в сети, а инверторы, с помощью которых установки ВИЭ интегрируются в РЭС, являются источниками высших гармоник тока.

Проблему высших гармоник и колебаний напряжения может решить распределительный статический синхронный компенсатор – D-STATCOM. Однако D-STATCOM с традиционными ПИ-регуляторами имеет медленный отклик на динамические возмущения в сложных нелинейных системах с ВИЭ. Сократить время отклика D-STATCOM можно с использованием регулирования на основе нечеткой логики [1].

В программном комплексе MATLAB разработана имитационная модель РЭС (380 В, 50 Гц) с ветряной турбиной (500 кВА), фотоэлектрической станцией ($P = 102$ кВт, 480 панелей), нагрузкой ($P = 700$ кВт, $Q = 600$ кВАр) и D-STATCOM (рис. 1).

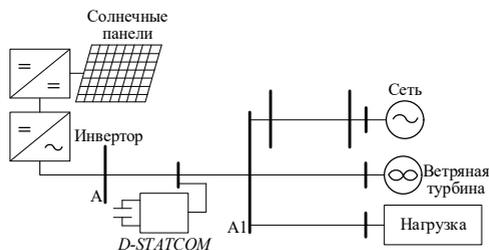


Рис. 1. Структурная схема РЭС с ВИЭ и D-STATCOM

MATLAB-модель позволяет провести исследования влияния ВИЭ на качество электроэнергии для трех вариантов работы сети: 1) без D-STATCOM; 2) с D-STATCOM и традиционным ПИ-регулятором; 3) с D-STATCOM и регулятором на основе нечеткой логики.

Разработан алгоритм, использующий принципы нечеткой логики Мамдани (для регулирования напряжения) и Сугено (для регулирования тока). На рис. 2 представлены модели управления D-STATCOM с контроллерами на нечеткой логике.

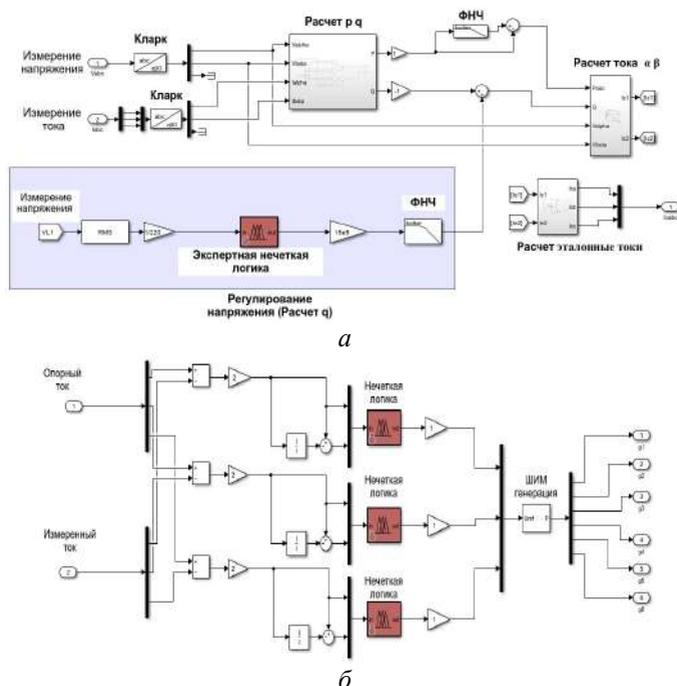


Рис. 2. Управления D-STATCOM с контроллерами на основе алгоритмов: *а* – Мамдани; *б* – Сугено; ФНЧ – фильтр нижних частот; Кларк – математическое преобразование Кларк; ШИМ – широтно-импульсная модуляция

Управление D-STATCOM реализуется на правилах нечеткой логики, предполагающих регулирование напряжения (тока) с помощью нечетких подмножеств лингвистической переменной, основанных на базе правил Если-То (рис. 3) [2].

На имитационной модели были проведены исследования для трех вариантов работы РЭС (таблица), позволившие наглядно показать преимущество применения нечеткой логики.

Результаты исследования эффективности применения нечеткой логики

ПКЭ	Без D–STATCOM	С D–STATCOM	
		с ПИ-регулятором	с регулятором на нечеткой логике
<i>THD</i> , %	9,30	3,60	2,93
ΔU , %	2,56	1,72	1,44

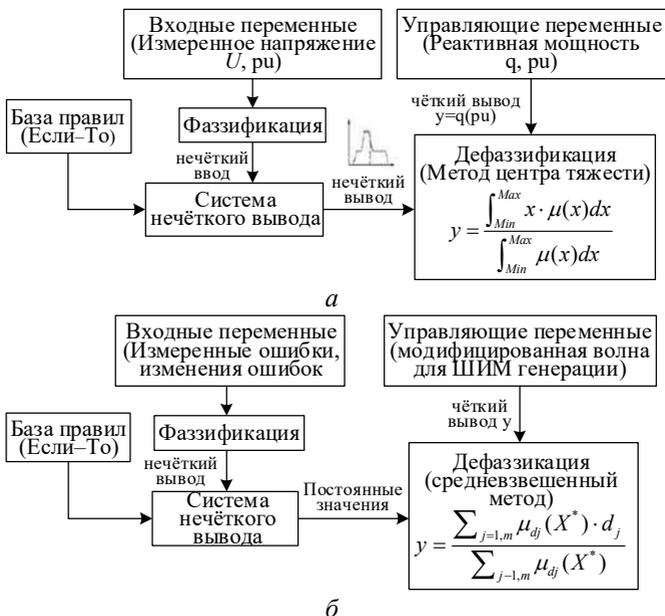


Рис. 3. Структурная схема реализованных алгоритмов:
а – Мамдани; б – Сугено

Применение регулятора на нечеткой логике обеспечивает эффективность функционирования D–STATCOM в сетях с РГ на основе ВИЭ, способствуя улучшению показателей качества электроэнергии.

Литература

1. Akkad A. F., Erdili N., Sosnina E. Application of a Fuzzy Logic Controller in a D-STATCOM in an Electrical Network with Distributed Generation // SmartIndustryCon, Sochi, 2023. P. 650–654.
2. Lam H. K. Advanced Topics of Nature-Inspired Learning Algorithms, university of London // Introduction to Fuzzy Inference System. 2020.

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ПЛАНАРНЫХ ЭЛЕКТРОДНЫХ СИСТЕМ

В работе [1] предложен метод измерения температуры и теплового потока в электропроводящих теплофизических объектах с применением скин-эффекта. Преимуществом таких методов является возможность определения поверхностной температуры путем измерения поверхностного импеданса $Z_s(j\omega)$, поскольку удельное сопротивление ρ электропроводящего материала известным образом зависит от температуры $\rho = f(T)$. Например, для измерения поверхностной температуры, планарные электроды устанавливаются на поверхности исследуемого теплофизического объекта и проводится измерение импеданса. В этом случае задача определения характеристики преобразования температуры сводится к нахождению зависимости модуля импеданса $|Z_s(j\omega, \rho)|$ или реальной $R = \text{Re}[Z_s(j\omega, \rho)]$ и мнимой $X = \text{Im}[Z_s(j\omega, \rho)]$ составляющих от частоты и удельного сопротивления.

Рассмотрим характеристику преобразования двухэлектродной системы с планарными прямоугольными пластинами (рис. 1) при низких частотах, когда влиянием скин-эффекта можно пренебречь.

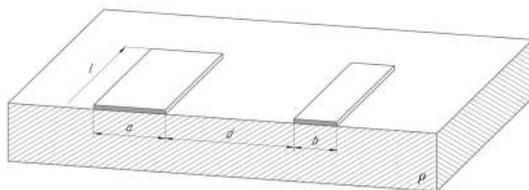


Рис. 1. Двухэлектродная система с планарными пластинами

Для определения квазистатических характеристик преобразования заданной системы можно воспользоваться электростатической аналогией между емкостью C и проводимостью G с использованием соотношения подобия [2]:

$$G = \frac{1}{R} = \frac{\sigma C}{\varepsilon} = \frac{C}{\rho \varepsilon}, \quad (1)$$

где R – электрическое сопротивление, Ом; σ – удельная электрическая проводимость, См/м; C – электрическая емкость, Ф; ε – диэлектрическая проницаемость, Ф/м; ρ – удельное электрическое сопротивление, Ом·м.

В рассматриваемой электродной системе a и b – ширина электродов, d – межэлектродное расстояние. Полагаем, что электроды изготовлены из хорошо проводящего материала и их удельное сопротивление мало по сравнению с удельным сопротивлением исследуемого объекта. В этом случае межэлектродная емкость C_l на единицу длины (погонная емкость) описывается известным выражением [2]

$$C_l = (\varepsilon_1 + \varepsilon_2) \frac{K'}{K}, \quad (2)$$

где ε_1 и ε_2 – диэлектрические проницаемости первой и второй сред, Ф/м; K и K' – полные эллиптические интегралы первого рода с модулями k и k' соответственно,

$$k = \sqrt{\frac{(a+b+d)d}{(a+d)(b+d)}} \quad \text{и} \quad k' = \sqrt{1-k^2}. \quad (3)$$

С учетом соотношения подобия (1), а также считая электропроводность воздуха равной 0, из (2) получим выражение для межэлектродной проводимости длиной l

$$G = \frac{lC_l}{\rho\varepsilon} = \frac{lK'}{\rho K}. \quad (4)$$

Формула (4) справедлива при низкочастотных измерениях, когда влиянием скин-эффекта можно пренебречь. Для высокочастотных измерений, при наличии скин-эффекта, необходимо вносить высокочастотные поправки, учитывающие индуктивный характер импеданса и скин-эффект. Из формулы (4) можно определить характеристику преобразования двухэлектродной системы

$$R(T) = \frac{\rho(T)K}{lK'} = \frac{\rho_0(1 + \alpha(T - T_0))K}{lK'}, \quad (5)$$

где ρ_0 – удельное электрическое сопротивление материала при температуре T_0 , Ом·м; α – температурный коэффициент сопротивления, $1/^\circ\text{C}$; T – текущая температура проводника, $^\circ\text{C}$.

Полученная характеристика (5) была подтверждена численным моделированием в программе Comsol. В качестве модели использовался проводящий ферромагнитный материал с установ-

ленными на него планарными электродами, имеющими размеры $a = 0,1$ мм, $b = 0,5$ мм, $d = 1$ мм, $l = 40$ мм. Сравнительный анализ теоретических расчетов и результатов моделирования показал расхождение результатов на 1 % при количестве конечных дискретных элементов 270000 в модели. Также необходимо учитывать тот факт, что формула (2), а соответственно и в формула (5) выведены в предположении, что электроды имеют бесконечную длину и краевые эффекты на концах электродов не учитываются.

В случае рассмотрения высокочастотной характеристики преобразования двухэлектродной планарной системы необходимо учитывать влияние скин-эффекта. При этом существенное влияние будут оказывать краевые эффекты. Поэтому на высоких частотах целесообразнее применять кольцевую электродную систему, которая состоит из внутреннего диска радиусом r_a и кольцевого электрода радиуса $r_b \gg r_a$ (рис. 2).

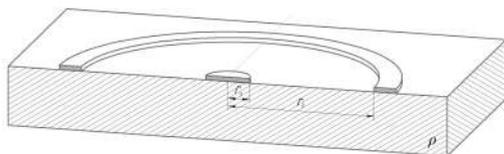


Рис. 2. Кольцевая электродная система с планарными электродами

В данном случае необходимо рассматривать электрический импеданс системы, который определяется согласно следующему выражению:

$$Z(j\omega, T) = R_0(T) + R_{вч}(\omega, T) + jX_{вч}(\omega, T), \quad (6)$$

где $R_0(T)$ – активное сопротивление на постоянном токе, Ом; $R(\omega, T)$ и $X(\omega, T)$ – активное и реактивное составляющие импеданса на высоких частотах, Ом.

Активное сопротивление на высокой частоте может быть определено согласно выражению (7), в котором учтено влияние скин-эффекта на площадь поперечного сечения области протекания электрического тока,

$$R_{\text{ВЧ}}(\omega, T) = \frac{\sqrt{\rho(T)}\mu\omega}{2\pi\sqrt{2}} \ln\left(\frac{r_b}{r_a}\right), \quad (7)$$

где μ – абсолютная магнитная проницаемость материала, Гн/м.

Реактивная составляющая импеданса имеет индуктивный характер и может быть определена согласно следующей формуле:

$$jX_{\text{ВЧ}}(\omega, T) = j\omega(L_{\text{внеш.}} + L_{\text{внут.}}(\omega, T)), \quad (8)$$

где $L_{\text{внеш.}}$ и $L_{\text{внут.}}(\omega, T)$ – соответственно внешняя и внутренняя индуктивности, которые, согласно [3], в первом приближении могут быть определены следующими выражениями:

$$L_{\text{внеш.}} \cong 0,355 \frac{\mu_0 r_b}{2\pi}, \quad (9)$$

$$L_{\text{внут.}}(\omega, T) \cong \frac{0,3}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu\rho(T)}{\omega}} \ln\left(\frac{r_b}{r_a}\right). \quad (10)$$

Таким образом, выражения (6) – (10) позволяют в первом приближении оценить характерную зависимость импеданса кольцевой планарной электродной системы от температуры на высоких частотах. Для более точной оценки импеданса необходимо ввести безразмерные поправочные коэффициенты A , B и C в формулах (7) и (8), которые определяются в процессе численного моделирования или во время калибровки электродной системы.

Литература

1. Патент № 2787301 С1 Российская Федерация, МПК G01K 17/06. Способ определения нестационарного теплового потока: № 2022113216: заявл. 17.05.2022; опубл. 09.01.2023 / Ю. К. Евдокимов [и др.]; заявитель ФГБОУ ВО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева-КАИ». 16 с.

2. *Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г.* Расчет электрической емкости. Справочная книга. Издание третье, переработанное и дополненное. Ленинград, Энергоатомиздат Ленинградское отделение, 1986. 288 с.

3. *Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А.* Расчет индуктивностей: Справочная книга. 3-е изд. перераб. и доп. Ленинград: Энергоатомиздат, 1986. 488 с.

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СВОЙСТВ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ

В работе исследуется вентильный двигатель, выпускаемый АО ЧЭАЗ, имеющий всыпную двухслойную распределенную обмотку и тангенциально намагниченные магниты с «коллекторным» расположением на роторе. Цель исследования – анализ возможностей улучшения характеристик магнитоэлектрического вентильного двигателя путем исследования электромагнитных и функциональных свойств.

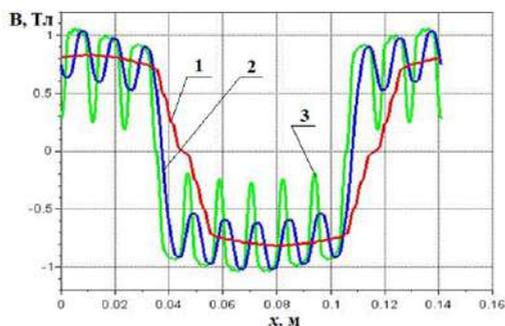
При электромагнитном расчете магнитное поле машины разбивается на совокупность двумерных локальных полей, рассматриваемых независимо. Это ярмовые среды статора и ротора, арочные каналы в роторном сердечнике с постоянными магнитами, воздушный зазор, зубцовый слой статора, внешние немагнитные пространства, примыкающие к ярмам статора и ротора. Принимается допущение, что магнитное поле в элементах расчетной области является плоскопараллельным. Система из линейных алгебраических уравнений, полученная на основе равенства на границах сред магнитных потенциалов и магнитных индукций, решается методом разделения переменных Фурье [1].

Результирующая магнитная индукция в воздушном зазоре при дискретном скосе магнитов определяется по формуле

$$B_{5\Sigma 1}(x, y, n) = \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} B_{5\Sigma} \left(x - \frac{t_{\Delta}}{n} j, y \right).$$

Применительно к $n = 4$ результирующая магнитная индукция имеет максимум 0,78 Тл, при этом кривая не содержит зубцовых пульсаций индукции, следовательно, реактивный момент будет отсутствовать.

На рисунке приведены результирующие кривые индукции при дискретном скосе на зубцовое деление (1), при дискретном скосе магнитов на половину зубцового деления (2) и при отсутствии дискретного скоса магнитов (3).



Результирующая кривая магнитной индукции в воздушном зазоре

Электромагнитный момент двигателя определяется по формуле

$$M_3 = \frac{\pi l_\delta D^2}{2} \int_0^{2p\tau} B_{5\Sigma}(x) \frac{dF(x)}{dx} dx,$$

где $F(x)$ – зависимость магнитодвижущей силы обмотки статора.

Для фазного тока 30 А и при числе параллельных ветвей обмотки $a = 2$ электромагнитный момент при скосе магнитов на зубцовое деление составляет 119,151 Нм, при скосе магнитов на половину зубцового деления – 121,878 Нм, при отсутствии скоса магнитов – 122,796 Нм. Аналогичные расчеты при фазном токе равном 50 А составляют 202,418 Нм, 207,052 Нм и 208,612 Нм соответственно [2].

Выполненные расчеты показывают, что введение скоса магнитов несколько снижает электромагнитный момент, так, при скосе магнитов на зубцовое деление электромагнитный момент уменьшается примерно на 3 %.

Литература

1. *Афанасьев А. А.* Метод разделения переменных в аналитических расчетах электрических машин. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2022, 278 с.

2. Аналитическое исследование магнитоэлектрического вентильного двигателя методом разделения переменных / А. А. Афанасьев [и др.] // Промышленная энергетика. 2024. № 1. С. 17–23.

ПРОТОТИПИРОВАНИЕ ПИКСОТЫ СТАНДАРТА 5G НА ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОМ РАДИО

Несмотря на широкое распространение ВОЛС [1] развитие 5G в России имеет большое значение. Это позволит обеспечить более высокую скорость передачи данных, улучшенную пропускную способность и меньшую задержку для развития интернета вещей (IoT), развлекательных и образовательных технологий, а также улучшит возможности для развертывания цифровых сервисов и приложений за счет предоставления облачных вычислений. Также уделяется внимание обеспечению безопасности сети.

Технология SDR (программно-определяемое радио) позволяет разрабатывать радиосистемы с поддержкой существующих стандартов связи [2]. Современные коммерчески готовые SDR в контексте 5G открывают новые возможности для виртуализации сетевых функций и более гибкого и эффективного использования радиочастотного спектра. Высокопроизводительные SDR совместно с одноплатным ПК позволяют ускорить процесс разработки конечного оборудования с учетом воздействия шумов [3] и электромагнитных помех [4]. Такая конфигурация полностью совместима со спецификациями Open Radio Access Network. Такая конфигурация позволяет также проводить оценку эффективности формирования луча в 5G в сочетании с радиоустройствами MIMO для управления направлением и распределением луча в сотах. При необходимости такая конфигурация может быть использована для анализа протоколов в электроэнергетике [5].

Архитектура сетей позволяет строить эффективную, динамичную и экономически выгодную беспроводную связь размерностью в пико- или микросоту, в том числе на базе БПЛА [2]. Аппаратный интерфейс SDR может быть реализован с любым из доступных на рынке вариантов, например, HackRF, BladeRF, LimeSDR, одноплатный ПК – Raspberry Pi. Программное обеспечение может быть реализовано, используя комбинацию тех-

нологий с открытым исходным кодом, таких как Ubuntu Linux, GNU Radio, OAI, srsRAN.

Развертывание сетей 5G создаст новые возможности, такие как удаленная медицинская помощь, автономные транспортные системы и умное производство. Несмотря на необходимость привлечения серьезных инвестиций, внедрение 5G способствует повышению эффективности и конкурентоспособности отечественной экономики и развитию общества в целом.

Литература

1. *Чумаров С. Г.* Исследование энергопотребления в пассивных оптических сетях // Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2014: материалы 15-й Междунар. науч.-техн. конф. Оптические технологии в телекоммуникациях ОТТ-2014: материалы 12-й Междунар. науч.-техн. конф. Т. 3, Казань, 18-21 ноября 2014 года. Казань: Изд-во Казан. гос. ун-та, 2014. С. 310–312.

2. *Чумаров С. Г.* Быстрое развертывание сетей связи на основе программно-определяемого радио // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 14-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 64–66.

3. *Чумаров С. Г.* Влияние шума на оптимальное усиление высокочастотных усилителей // САПР и моделирование в современной электронике: сборник науч. тр. 4-й Междунар. науч.-практ. конф. Брянск: БГТУ, 2020. С. 442–444.

4. *Чумаров С. Г., Савинов Р. Н.* Исследование влияния электромагнитных помех на метрологические характеристики радиоэлектронной продукции // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы 4-й Междунар. науч.-практ. конф. Елец: Елецкий государственный университет им. И. А. Бунина, 2020. С. 409–412.

5. *Чумаров С. Г., Герасимов А. С.* Анализ протоколов передачи данных для систем электроэнергетики // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 4-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 34–37.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО ИМПЕДАНСНОГО СПЕКТРА

Электрохимическая импедансная спектроскопия в современной науке является одной из основополагающих составляющих в методиках диагностики электрохимических источников тока. В последние годы многие из описанных методик нашли применение в сфере диагностики водородных топливных элементов, электромобилей и литиевый аккумуляторов. В работах [1-5] предлагается метод измерения частотных характеристик импеданса во временной области на базе анализа переходных характеристик, вызванных изменениями тока нагрузки электрохимических источников энергии (ЭХИЭ).

В данной работе рассматривается оценка погрешностей для описанного ранее метода электрохимического импеданса. Для получения электрохимического импеданса по описанному методу, применяется следующая формула:

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

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.

Была проведена оценка возможности проведения измерений электрохимического импеданса с использованием оборудования меньшей точности, не предполагающего наличия лабораторных условий. Предполагая возможную компенсацию постоянного смещения кривой импеданса при дополнительной цифровой обработке измерительного сигнала, была использована модель собственных аддитивных шумов измерительной аппаратуры в форме белого гауссовского шума с нулевым средним [4]. Влияние таких шумов со среднеквадратическим отклонением 50 мкВ представлено на рис. 1

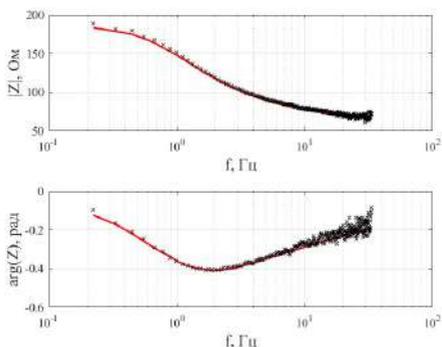


Рис. 1. Оценка частотных характеристик импеданса при наличии аддитивного собственного шума аппаратуры с СКО 50 мкВ

Анализ полученных результатов показал возрастание показателей погрешности до 2,3% по оценке модуля и 9,1% по оценке фазы. Основные частотные искажения наблюдаются в высокочастотной области оцениваемого спектра импеданса. Это объясняется уменьшением значения импеданса из-за шунтирующего действия емкости двойного электрического слоя тестового оборудования [4] и как следствие меньшей амплитуды высокочастотных составляющих сигнала. Далее была оценена зависимость погрешностей амплитудных и фазовых оценок импеданса от значения собственных шумов измерительного оборудования.

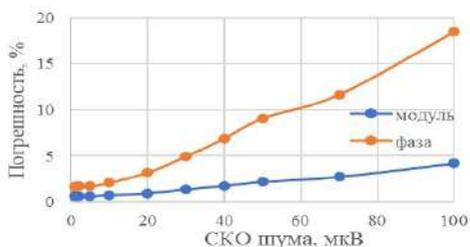


Рис. 2. Влияние собственных шумов измерительной аппаратуры на погрешность измерения амплитудных и фазовых частотных характеристик импеданса [4]

Наибольшее влияние собственных шумов аппаратуры согласно проведенному исследованию оказывает на погрешность

оценки фазы (фазовых характеристик). Соответственно, значительно упростить требования к измерительной аппаратуре возможно, если целевое значение погрешности измерения характеристик не будет превышать 3%. Среднеквадратичное отклонение измерительной аппаратуры не должно быть выше 20 мкВ в случае оценки амплитудных и фазовых характеристик и не выше 75 мкВ в случае оценки только амплитудных характеристик.

Таким образом, оценка погрешностей позволяет сделать вывод о применении различных типов измерительных устройств для оценки электрохимического импеданса при условии соблюдения целевых показателей по погрешности и среднеквадратичному отклонению, в том числе и использование недорогих инструментальных усилителей.

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. *Денисов Е. С.* Система измерения электрохимического импеданса водородных топливных элементов на основе широкополосных зондирующих сигналов // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2022. Т. 78. № 1. С. 92–98.

4. *Денисов Е. С., Никишина Г. В., Коньков К. В.* Оценка влияния собственных шумов измерительной аппаратуры при измерении импеданса водородных топливных элементов на основе широкополосных зондирующих сигналов // Южно-Сибирский научный вестник. 2024. № 2 (54). С. 33–39.

5. Online impedance spectrum measurement of fuel cells based on Morlet wavelet transform / Du R. [et al.] // International Journal of Hydrogen Energy. Vol. 46. P. 24339–24352.

ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ И РЕЛАКСАЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИК ТОПЛИВНОГО ЭЛЕМЕНТА С ПОМОЩЬЮ ПОТЕНЦИОСТАТА-ГАЛЬВАНОСТАТА Р-20Х

Топливные элементы (ТЭ) по области применения занимают передовые позиции в числе существующих перспективных источников энергии. Такие элементы используются в разных областях электроэнергетики и электротехники, начиная от крупногабаритных мощных энергоустановок и автомобилей, заканчивая портативной техникой и мобильными устройствами. Одним из преимуществ внедрения топливных элементов в работу, наряду с высоким КПД и удельной мощностью, является их экологичность в процессе функционирования. Недостатком является необходимость использования систем контроля и диагностики, а также сложных устройств автоуправления для поддержания энергетических характеристик ТЭ на высоком уровне и обеспечения длительного срока службы.

Системы контроля и диагностики топливных элементов реализуются на основе различных электрохимических методов, среди которых наиболее содержательными являются вольтамперометрия, потенциометрия, линейная и циклическая развертки потенциала или тока и многие другие. В данной работе приводится описание результатов измерения вольтамперограммы [1] (поляризационная кривая) и релаксационной [2–4] кривой топливного элемента с помощью одноканального потенциостата-гальваностата Р-20Х.

Принцип проведенного исследования состоял в следующем: 1. Потенциостат-гальваностат Р-20Х (ПГ) соответствующими клеммами подключался к рассматриваемому топливному элементу (ТЭ). 2. Выбирался необходимый режим работы прибора и вид интересующей характеристики. 3. Запускался процесс измерения. Передача, прием и обработка данных осуществлялись посредством использования персонального компьютера (ПК) с установленным комплектом программного обеспечения «ES8» для работы с потенциостатами. Процесс исследования поляризационной и релаксационной характеристик схематично представлен на рисунке.



Структурная схема исследования вольтамперной и релаксационной характеристик

Приведенная структура содержит: топливный элемент, потенциостат/гальваностат и персональный компьютер. Для улучшения характеристик рассматриваемого прибора используется оригинальное специализированное программное обеспечение, позволяющее передавать измеренные данные на удаленный сервер для их последующей обработки. Такая организация системы позволит разработать перспективные средства для исследования и контроля параметров ТЭ.

Литература

1. Lithium-ion batteries fault diagnostic for electric vehicles using sample entropy analysis method / X. Li [et al.] // Journal of Energy Storage. 2020. V. 27. Art. 101121.

2. Никишин Т. П., Денисов Е. С., Адъютантов Н. А. Релаксационные процессы батарей твердополимерных водородных топливных элементов и оценка их диагностических свойств // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2020. № 7. С. 1–12.

3. Особенности реализации метода контроля технического состояния литиевых источников тока на основе анализа релаксационных процессов, вызванных изменением нагрузки / Е. С. Денисов [и др.] // Контроль. Диагностика. 2023. Т. 26. № 7(301). С. 36–43.

4. Никишина Г. В., Никишин Т. П., Денисов Е. С. Идентификация параметров электрической модели электрохимических источников тока на основе анализа переходных процессов, вызванных изменениями нагрузки // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2022. Т. 78. № 3. С. 121–128.

КОНТРОЛЬ ХАРАКТЕРИСТИК НЕФТИ В СИСТЕМЕ УПРАВЛЕНИЯ ПРОТОЧНОГО ПМР-АНАЛИЗАТОРА

Важным звеном в работе многофункциональных автоматических цифровых интеллектуальных скважин («МАЦИС») [1] являются средства экспресс-контроля характеристик добываемой нефти. Данные средства позволяют проводить диагностику качества добываемого сырья без дополнительной транспортировки и пробоподготовки, а также регулировать работу установок в режиме реального времени.

Отличным решением для проведения экспресс-контроля в данном случае являются проточные анализаторы нефти, действующие по принципу протонной магнитно-резонансной (ПМР) релаксометрии [2]. Суть метода заключается в исследовании ПМР-параметров образцов, которые коррелируют с физико-химическими свойствами нефти с последующим расчетом данных, необходимых при анализе скважинной жидкости.

В данный момент авторы работают над новой версией системы управления и контроля ПМР-анализатора, который должен быть интегрирован в «МАЦИС». Система (рис. 1) работает следующим образом: с помощью управляющей программы на ПК задаются параметры измерения, которые передаются на программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС) с высокоточными АЦП и ЦАП; ПЛИС в свою очередь контролирует измерение ПМР-параметров нефти с помощью датчика релаксометра в блоке ПМР; нефть поступает в датчик ПМР посредством системы пробоотбора, которая также управляется с помощью ПЛИС; после обработки первичных данных ПЛИС посылает осциллограмму огибающей амплитуд спин-эхо образца на компьютер, где производится подсчет оставшихся ПМР-параметров и их пересчет в характеристики нефти и визуально представляются полученные данные; затем эти значения используются для диагностики сырья и регулирования «МАЦИС»; расчеты производятся с использованием выведенных зависимостей, которые также представляются в отдельном окне программы управления ПМР-анализатора [3] (рис. 2).

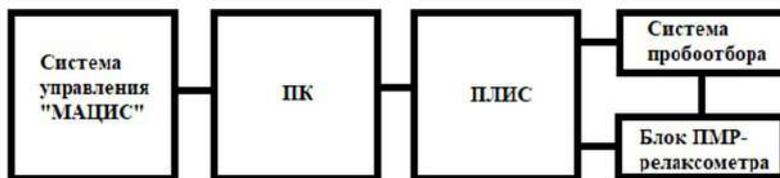


Рис. 1. Блок-схема системы управления

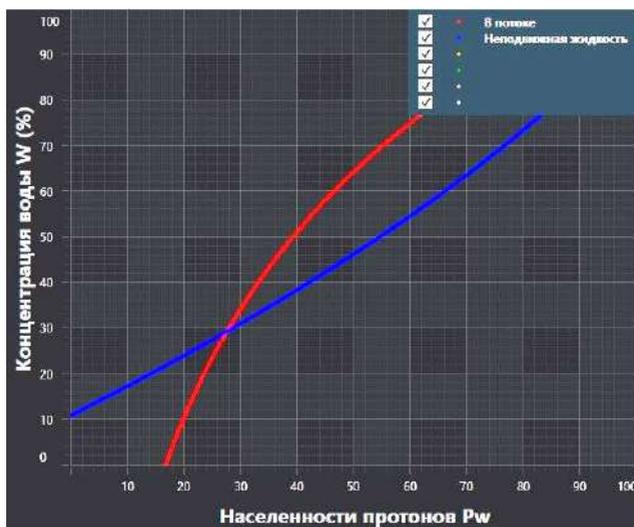


Рис. 2. Программа визуализации зависимостей свойств нефти от ПМР-параметров

Литература

1. Патент RU №2689103 «Многофункциональная автоматическая цифровая интеллектуальная скважина (МАЦИС)» / Р. С. Кашаев [и др.]. Бюл. № 15. 23.05.2019.
2. Патент RU №2544360 «Устройство для измерения состава и расхода многокомпонентных жидкостей методом ядерного магнитного резонанса» / Кашаев Р. С., Темников А. Н., Идиятуллин З. Ш. Бюл. № 8. 04.12.2013.
3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2024613804 / А. Д. Арсланов [и др.]. Выдано 27.02.2024.

Митрофанов О.Н.¹, Аркадьев В.В.², Иванова С.П.²
(Чебоксары, АО «ВНИИР-Прогресс»¹, ЧГУ²)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТА С ПОВОРОТНЫМ ЯКОРЕМ В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ ANSYS WORKBENCH

В настоящее время идет интенсивное развитие информационных технологий, используемых в проектировании изделий. Программные комплексы, направленные на решение инженерных задач, можно разделить на две группы: САД-системы, предназначенные для автоматизации процесса проектирования, и САЕ-системы, которые позволяют моделировать разнообразные физические процессы.

Потребность в автоматизации проектирования обусловлена требованием сокращения времени разработки новых конструкций за счет повышения производительности конструкторских работ, т.к. сложность проектируемых изделий увеличивается с каждым годом.

В работе изложен порядок работы в платформе ANSYS Workbench [1] на примере исследования электромагнита с поворотным якорем (рис. 1). Главная особенность таких электромагнитов – якорь движется поперек магнитному потоку [2]. Якорь электромагнита выполняется в виде призмы (рис. 1, а) и цилиндра с криволинейной поверхностью (рис. 1, б).

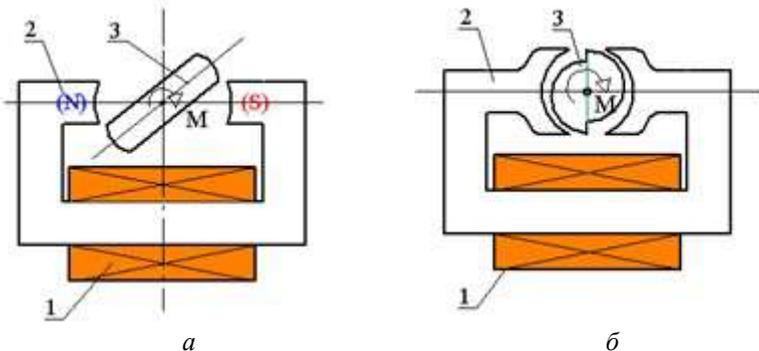


Рис. 1. Электромагниты с поворотным якорем

Модель электромагнита с поворотным якорем представлена на рис. 2.

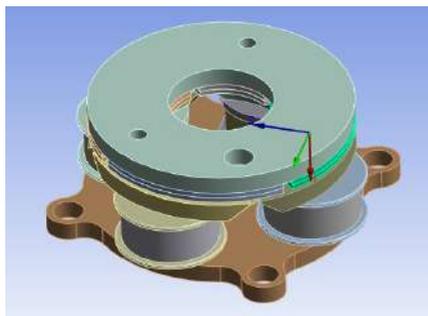


Рис. 2. Модель электромагнита с поворотным якорем

Для разработанной модели необходимо определиться с материалами. Выбираем постоянный магнит, медь и воздух. В платформе ANSYS Workbench переходим в среду геометрия и загружаем модель (рис. 3). Далее строим сетку для расчета методом конечных элементов. Результат построения представлен на рис. 4.

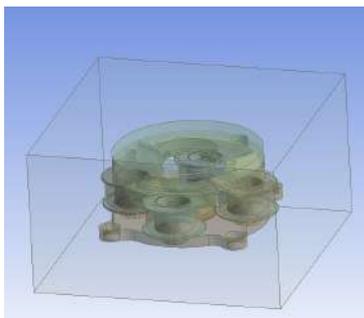


Рис. 3. Модель электромагнита

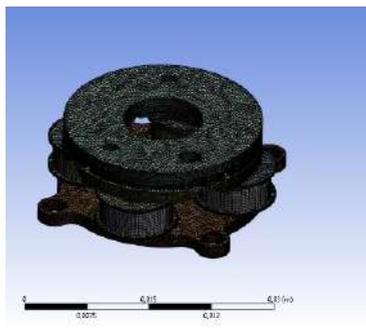


Рис. 4. Сетка электромагнита

После построения сетки заходим в дерево детали. Выбираем спроектированную деталь и присваиваем ей необходимые свойства (рис. 5). Для катушек задаем ток, число витков и направление тока (рис. 6) [3].

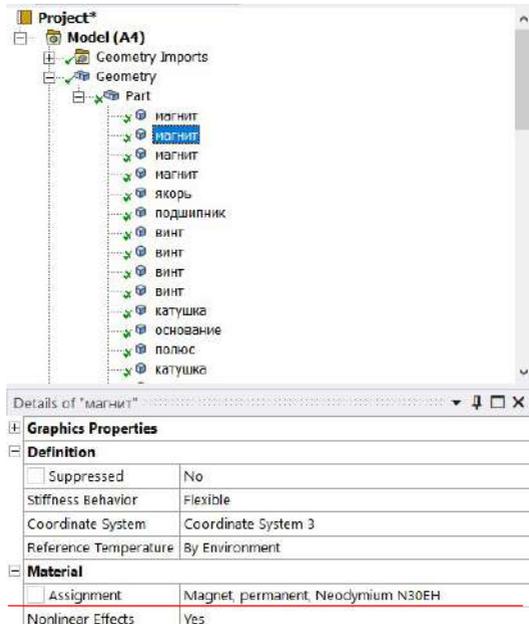


Рис. 5. Дерево электромагнита

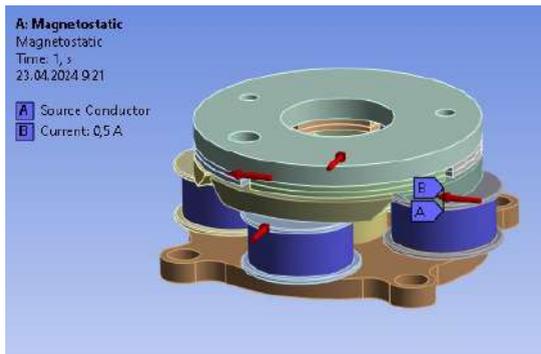


Рис. 6. Источник тока и его величина

Далее в программной среде запускаем решение и получаем результат работы программы при заданном угле поворота.

В результате исследования электромагнита с поворотным якорем в программной среде Ansys Workbench определены значения электромагнитного момента при различных углах поворота (рис. 7).

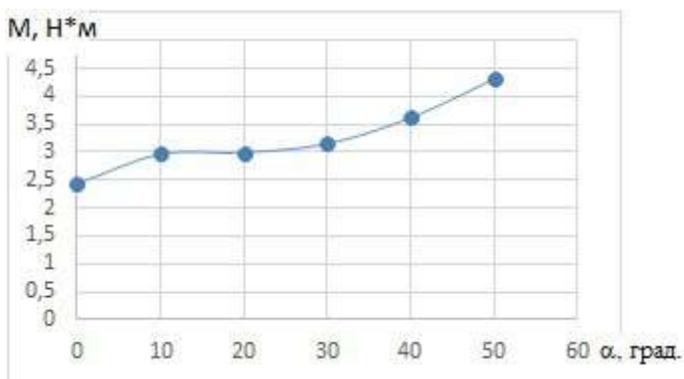


Рис. 7. График зависимости электромагнитного момента якоря от угла поворота

Таким образом, программа Ansys Workbench позволяет довольно быстро и точно проводить численное моделирование физических процессов и явлений на основе метода конечных элементов.

Литература

1. Бруяка В. Я., Фокин В. Г., Кураева Я. В. Инженерный анализ в ANSYS Workbench: учеб. пособие. Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2013. 149 с.

2. Иванов И. П., Митрофанов О. Н., Аркадьев В. В. Классификация и анализ конструкций электромагнитов с поперечно движущимся якорем // Междисциплинарный научный форум: сб. науч. трудов 1-й Всерос. науч. конф. Ульяновск, 26-27 июня 2023 г. Ульяновск: изд-во УлГТУ, 2023. С. 101–105.

3. Пронин В. А., Жигновская Д. В., Цветков В. А. Введение в расчетную платформу Ansys Workbench: лаб. работы. СПб: Университет ИТМО, 2019. 46 с.

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОДНОРОДНОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО БАРЬЕРНОГО РАЗРЯДА В ВОЗДУХЕ

В данной работе представлена электрическая модель диэлектрического барьерного разряда (ДБР) для плоскопараллельной системы электродов, пространство между которыми частично заполнено слоем диэлектрика. На электроды подается высокое переменное напряжение. Процессы в ДБР можно описать двумя режимами, соответствующими зажиганию и гашению разряда. Микроразряды в ДБР зажигаются в каждый полупериод приложенного напряжения при превышении им по абсолютной величине напряжения пробоя. Математическую модель процессов зажигания и гашения ДБР можно описать эквивалентными схемами, представленными на рис. 1.

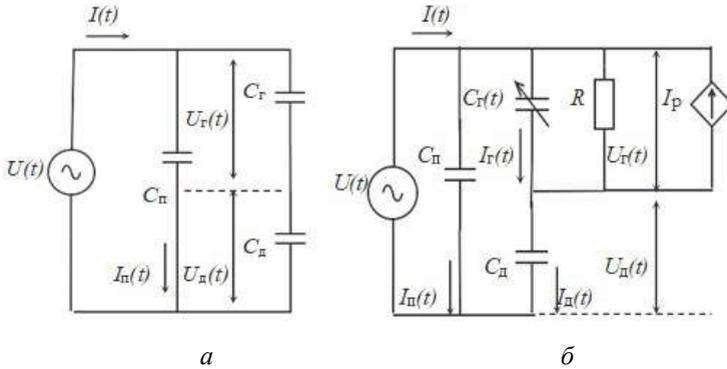


Рис. 1. Эквивалентные схемы ДБР [1] до (а) и во время разряда (б)

В эквивалентных схемах разрядная ячейка представлена в виде последовательно соединенных емкостей газового промежутка C_g и диэлектрического барьера C_d . Конденсатор C_n позволяет учитывать паразитную емкость. При превышении напряжения пробоя ионизация газа в ячейке приводит к резкому увеличению тока разряда. При этом емкость газового промежутка становится нелинейной, а комплексное электрическое сопротивление плазмы можно учесть параллельно включенным сопротивлением R . В эквивалентной схеме на рис. 1, б плазма моделируется управляемым напряжением источником тока I_p .

Применяя закон Кирхгофа к эквивалентной схеме (рис. 1, б), получим выражение для определения тока I_p :

$$I_p(t) = (1 + C_r/C_d)I(t) - (C_n + C_r + C_n C_r/C_d)dU/dt.$$

На основе эквивалентных схем (рис. 1) реализована математическая модель ДБР. Зажигание и затухание разряда регулировались двумя идеальными переключателями. Емкости конденсаторов рассчитывались с учетом геометрии разрядной ячейки [2]. На рис. 2 представлены осциллограммы тока и напряжения, согласующиеся с экспериментальными результатами [3].

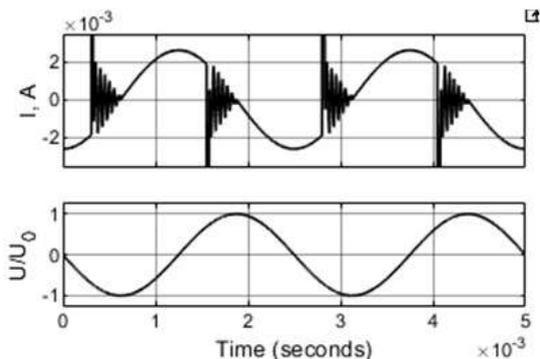


Рис. 2. Зависимости полного тока и напряжения модели от времени при частоте генератора 400 Гц и амплитуде напряжения $U_0 = 4$ кВ

Литература

1 Electrical Model and Experimental Analysis of the Atmospheric-Pressure Homogeneous Dielectric Barrier Discharge in He / Zhi Fang [et al.] // IEEE Transactions on Plasma Science, Vol. 40, No. 3, March. 2012.

2. Андреев В. В., Васильева Л. А. Результаты математического моделирования диэлектрического барьерного разряда // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 4-й Междунар. науч.-техн. конф., Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 186–190.

3. Андреев В. В., Васильева Л. А., Матюнин А. Н. Влияние частоты следования импульсов напряжения на эффективность синтеза озона в воздухе в барьерном разряде // Прикладная физика. 2024. № 1. С. 25–31.

Филатов М.А.
(Смоленск, филиал НИУ «МЭИ»)

АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОЕКТИРОВАНИЯ КОНТРОЛЛЕРА ГЕНЕРАТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ В БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ

Беспилотные летательные аппараты (БЛА) находят повсеместное применение в различных сферах деятельности человека. При этом в последние годы слово БЛА стало ассоциироваться у людей с военными столкновениями вследствие активного их применения в зонах локальных военных конфликтов.

Одним из актуальных направлений применения БЛА в зонах боевых действий является разрушение инфраструктурных объектов (топливная и энергетическая промышленность, средства коммуникации и т.д.). При этом БЛА должен решать две важные задачи: обеспечение длительного полетного задания и эффективное выполнение миссии с полезной нагрузкой (боезапас). Невозможность применения классической системы питания, основанной на применении исключительно автономного источника, обусловлена тем, что аккумуляторы достаточно быстро разряжаются в ходе выполнения полетных заданий [1]. Наличие полезной нагрузки в большей степени ускоряет данный процесс, поскольку БЛА приходится маневрировать и удерживать заданную высоту с большими усилиями, а, следовательно, и большим энергопотреблением.

Решение данной проблемы заключается в использовании комбинированной системы питания [2], основанной на совместном использовании автономных источников и малогабаритного двигателя внутреннего сгорания (ДВС), работающего в генераторном режиме. ДВС в режиме генератора могут обеспечить большую выносливость БЛА и грузоподъемность по сравнению с классическими аккумуляторными батареями, что делает обоснованным их выбор для длительных полетов и миссий с высокой полезной нагрузкой.

Тем не менее, двигатель без организации качественного управления сам по себе может являться неэффективной топливно-механической системой, что обуславливает актуальность

разработки устройств контроля генераторных ДВС с целью повышения эффективности их работы. Целью настоящего исследования является выделение основных актуальных задач для проектирования контроллера генераторного ДВС.

Рассмотрим основные возможности, которые может обеспечить использование контроллера генераторного ДВС:

– повышение выносливости: ДВС в режиме генератора могут работать в течение длительного времени, обеспечивая достаточную мощность для длительных полетов, при этом контроллер может обеспечить такой состав топливной смеси, в результате чего будет оптимизирован ее расход, что еще больше повысит длительность выполнения полетного задания;

– повышение надежности в работе системы в целом, что достигается за счет того, что контроллер выполняет систематический мониторинг основных параметров двигателя и защищает его от повреждений (например, от деструктивного влияния повышенной температуры), что позволяет повысить срок эксплуатации ДВС;

– оптимизированная производительность, которая выражается в том, что контроллером могут выполняться функции по регулированию скорости и нагрузки двигателя для оптимизации производительности и расхода топлива.

Таким образом, обозначена актуальность проектирования контроллера генераторного ДВС, которая подтверждается решаемыми устройством задачами: повышение выносливости и надежности, а также и оптимизация производительности.

Литература

1. *Смирнов Ю. А.* Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. 4-е изд. стер. СПб: Лань, 2021. 456 с.

2. *Ощепков А. Ю.* Математическое и компьютерное моделирование современных систем автоматического управления: учеб. пособие для вузов. СПб: Лань, 2024. 252 с.

ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИИ КОНТРОЛЛЕРА ГЕНЕРАТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ В БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ

Одним из актуальных направлений современной промышленной электроники является проектирование и производство беспилотных летательных аппаратов (БЛА), находящихся повсеместное применение в различных перспективных отраслях деятельности человека [1]. Работа БЛА основана на взаимодействии целого комплекса датчиков, устройств и технических решений, связанных в единое информационное пространство с помощью микропроцессоров и интерфейсов их взаимодействий.

На данный момент многие промышленные предприятия перестраивают свою организационно-хозяйственную деятельность для возможности производства комплексов и технических решений для применения в БЛА, поскольку на данный момент это является одним из наиболее приоритетных направлений современного оборонно-промышленного комплекса [2].

Значительных достижений многие предприятия достигли в области обеспечения длительных полетов БЛА за счет интеграции в работу комплекса двигателя внутреннего сгорания (ДВС), который запускается при недостатке заряда аккумуляторов. Как правило, используются малогабаритные и экономичные ДВС.

Для эффективной работы ДВС необходимо использование устройства управления, контролирующего основные параметры работы ДВС в процессе выполнения полетного задания. Актуальность настоящего исследования обусловлена тем, что на рынке электронных устройств отсутствуют технические решения, предназначенные для обеспечения эффективной работы малогабаритного ДВС. Целью данного исследования является обоснование основных функций контроллера, который бы обеспечивал энергоэффективность работы ДВС:

1. Одним из важных показателей работы ДВС является частота вращения вала, исходя из которой система управления БЛА может делать выводы об отдельных аспектах полетного

задания (реальная эффективность работы генератора). При этом необходимо использование датчика оборотов двигателя.

2. Другим важным показателем работы ДВС является его температура. При этом следует учитывать, что данный параметр во многом определяет эффективность работы ДВС, поскольку любой двигатель с точки зрения физической сущности является тепловой машиной, каждый такт работы которой построен на основе цикла Карно, который описывает фактически взаимосвязь между температурой, давлением и объемом в рабочем механизме двигателя. При этом той или иной температуре двигателя соответствуют строго определенные показатели и значения эффективности работы двигателя. Таким образом, для контроля ДВС необходимо наличие температурных датчиков.

3. Для обеспечения параметров двигателя (частота вращения и температура) необходимо использовать сервоприводы заслонки кожуха цилиндров (обеднение топливной смеси).

4. Возможность приема и передачи данных по шине CAN для обеспечения мониторинга и контроля со стороны централизованной системы управления БЛА.

Таким образом, выделены основные наиболее важные функции для устройств контроля генераторных двигателей внутреннего сгорания в БЛА, необходимых для выполнения продолжительных полетных заданий.

Литература

1. *Смирнов Ю. А.* Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. 4-е изд. стер. СПб: Лань, 2021. 456 с.

2. *Музипов Х. Н., Кузяков О. Н.* Микроэлектронные датчики и оптические средства контроля: учеб. пособие. Тюмень: ТюмГНГУ, 2013. 202 с.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА КОНТРОЛЛЕРА ГЕНЕРАТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ В БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ

Значительных достижений в области проектирования и производства беспилотных летательных аппаратов (БЛА) отечественные предприятия достигли благодаря обеспечению продолжительных полетов аппаратов. Достижение положительных результатов стало возможно благодаря интеграции в систему питания двигателя внутреннего сгорания (ДВС), работающего в генераторном режиме [1].

Для эффективной работы ДВС необходимо использование устройства управления, контролирующего основные параметры работы ДВС в процессе выполнения полетного задания. Актуальность настоящего исследования обусловлена тем, что на рынке электронных устройств отсутствуют технические решения, предназначенные для обеспечения эффективной работы малогабаритной ДВС [2]. Целью данного исследования является обоснование структурной схемы устройства, которое бы обеспечивало энергоэффективность работы ДВС.

Структурная схема устройства представлена на рисунке. На данной схеме можно выделить следующие основные узлы:

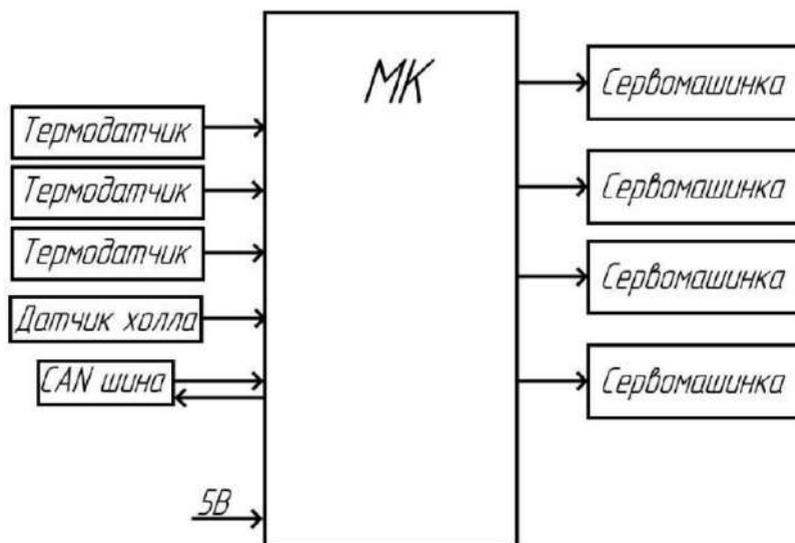
1. Датчик Холла, необходимый для измерения частоты вращения вала двигателя (контроль реальной эффективности генератора).

2. Датчики температуры, необходимые для контроля температуры в рабочем механизме двигателя – цилиндре, поскольку определенной температуре соответствуют определенные показатели энергоэффективности.

3. Сервоприводы заслонки кожуха цилиндров (обеднение топливной смеси) для контроля работы ДВС (то есть при необходимости снижения темпов работы генератора обедняется состав питающей смеси).

4. Для возможности приема и передачи данных по шине CAN (обеспечение мониторинга и контроля со стороны центра-

лизованной системы управления БЛА) используется шина CAN, представленная соответствующими контроллерами и драйверами.



Структурная схема устройства

Таким образом, предложена структурная схема контроллера генераторного ДВС для БЛА, в которой отражены основные структурные узлы, необходимые для обеспечения эффективности работы ДВС.

Литература

1. Смирнов Ю. А. Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. 4-е изд. стер. СПб: Лань, 2021. 456 с.

2. Музиков Х. Н., Кузяков О. Н. Микроэлектронные датчики и оптические средства контроля: учеб. пособие. Тюмень: ТюмГНГУ, 2013. 202 с.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА КОНТРОЛЛЕРА ГЕНЕРАТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ В БЕСПИЛОТНОМ ЛЕТАТЕЛЬНОМ АППАРАТЕ

В ходе современных локальных военных конфликтах была отмечена перспективность беспилотных летательных аппаратов (БЛА), способных выполнять длительные полетные задания. Повышение длительности работы БЛА без подзарядки элементов питания обеспечивается использованием комбинированной системы питания [Лит.], состоящей из автономных источников питания и малогабаритного двигателя внутреннего сгорания, работающего в генераторном режиме.

Актуальным направлением современной промышленной электроники в данной области является разработка устройства контроля работы генераторного ДВС с целью повышения эффективности его работы в процессе выполнения полетного задания. В соответствии с этим цель настоящего исследования заключается в обосновании функциональной схемы контроллера генераторного ДВС в БЛА.

Функциональная схема контроллера представлена на рисунке. На данном этапе проектирования устройства раскрываются основные узлы с точки зрения их функционального назначения, порты ввода-вывода микроконтроллера (МК) и основные вопросы питания. В качестве МК предполагается использование современных наиболее производительных микроконтроллеров семейства STM32.

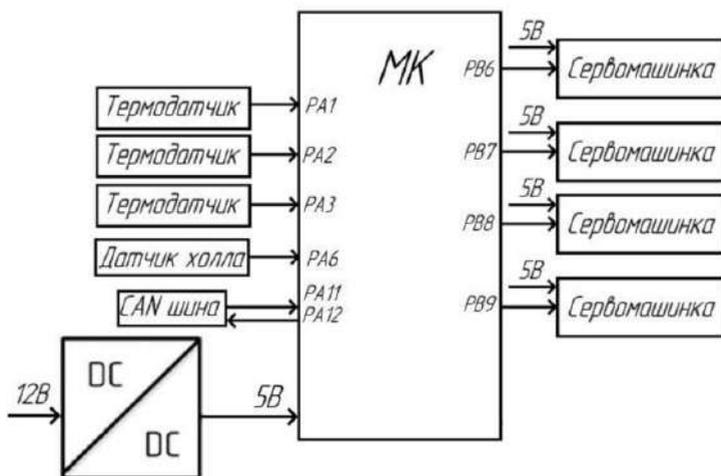
На функциональной схеме можно выделить основные узлы:

1. Датчик Холла, необходимый для измерения частоты вращения вала двигателя (контроль реальной эффективности генератора), подключаемый ко входу РА6 (счетный вход таймера).

2. Датчики температуры, необходимые для контроля температуры в рабочем механизме двигателя – цилиндре, поскольку определенной температуре соответствуют определенные показатели энергоэффективности. Датчики подключены ко входам АЦП микроконтроллера (РА1..РА3).

3. Сервоприводы заслонки кожуха цилиндров (обеднение топливной смеси) для контроля работы ДВС, подключены ко входам PB6-PB9.

4. Для возможности приема и передачи данных по шине CAN с центральной системой управления БЛА используется шина CAN, представленная соответствующими контроллерами и драйверами (подключение к выводам PA11-PA12).



Функциональная схема устройства

Питание контроллера осуществляется от источника постоянного напряжения +12 В, поэтому необходимо использование DC/DC преобразователя для понижения питающего напряжения до +5 В.

Таким образом, предложена функциональная схема устройства с указанием конкретных выводов используемого микроконтроллера.

Литература

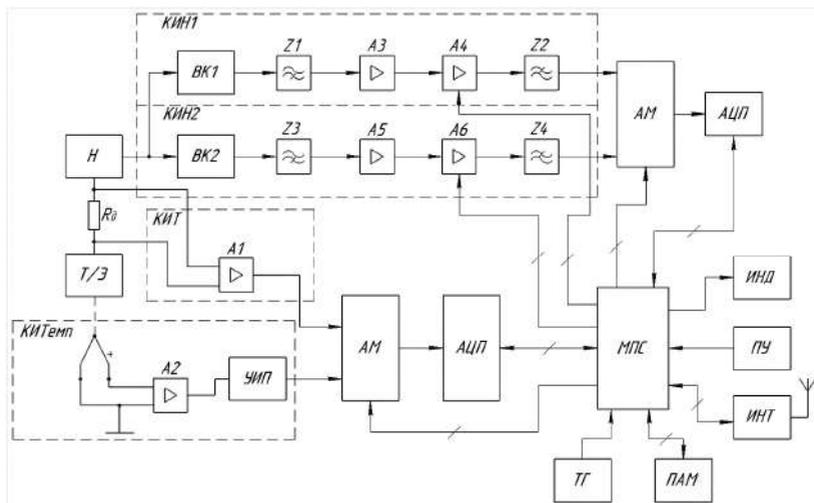
Смирнов Ю. А. Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. 4-е изд. стер. СПб: Лань, 2021. 456 с.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Почти все электронные устройства и системы генерируют электрические флуктуации и шумы, которые представляют собой случайные изменения электрических параметров во времени. Эти явления негативно влияют на работу оборудования, поэтому активно ищутся способы снижения их воздействия. Однако многие исследования указывают на возможность использования флуктуаций и шума для мониторинга состояния электрических и электрохимических систем [1–2]. Измерение флуктуационных сигналов является достаточно сложной процедурой, требующей применения высокоточного измерительного оборудования. Поэтому актуально решение задачи разработки системы измерения флуктуационных сигналов электрохимических систем.

Функциональная схема подобной системы включает в себя топливный элемент (ТЭ) и два канала для измерения напряжения (КИН), каждый из которых имеет собственные фильтры, для выделения необходимой для анализа частоты флуктуаций. Система контроля и снижения влияния температуры на выходное напряжение, ток и мощность ТЭ включает в себя канал для измерения температуры (КИТемп), который состоит из термопары, дифференциального усилителя и унифицирующего измерительного преобразователя (УИП). Система также содержит добавочное сопротивление и подключенный к его выводам дифференциальный усилитель для измерения тока ТЭ. После прохождения через каналы измерения, сигналы подвергаются цифровой обработке и передаются в микропроцессорную систему (МПС) для дальнейшего анализа и вычисления интересующих диагностических характеристик, таких как амплитуды спектральных компонент. Полученные данные сохраняются в памяти (ПАМ) для последующего изучения. Для обеспечения возможности обработки информации в облаке используется бес-

проводной канал связи. Более подробная функциональная схема автоматизированной системы представлена на рисунке.



Функциональная схема автоматизированной системы измерения электрических флуктуационных процессов

Таким образом, был разработан вариант функциональной схемы автоматизированной системы измерения электрических флуктуационных сигналов электрохимических систем водородного топливного элемента.

Литература

1. New methods of complex systems inspection: Comparison of the ADC device in different operating modes / R. R. Nigmatullin [et al.] // Lecture Notes in Electrical Engineering. 2015. Vol. 343. P. 187–204.
2. Оценка диагностических свойств электрического шума водородного топливного элемента / Е. С. Денисов [и др.] // Нелинейный мир. 2017. Т. 15. №1. С. 71–77.
3. Electrochemical noise analysis of a PEM fuel cell stack under long-time operation: noise signature in the frequency domain / S. Martemianov [et al.] // Journal of Solid State Electrochemistry. 2020. Vol. 24, № 11–12. P. 3059–3071.

МЕТОД РАСЧЕТА ПРОСВЕТЛЯЮЩИХ ПОКРЫТИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММЫ OPTILAYER

Расчет просветляющих покрытий является важной составляющей в отрасли современного производства оптических и оптико-электрических систем и приборов с высокой степенью производительности, эффективности и надежности на экономических субъектах промышленной направленности. В предлагаемом докладе рассматривается метод расчета просветляющих покрытий с использованием программы *Optilayer*.

Актуальность знания методов расчета просветляющих покрытий обусловлена тем, что:

1. Улучшается производительность оптических устройств: расчет просветляющих покрытий позволяет существенным образом оптимизировать эффективность и производительность оптических систем, уменьшая отражение и увеличивая пропускание света через оптические элементы.

2. Развиваются технологические процессы производства: расчет просветляющих покрытий стимулирует развитие технологий нанесения тонких пленок, атомно-молекулярного осаждения и др., что позволяет создавать оптические покрытия с высокой точностью, гарантированной прозрачностью и минимальными потерями электромагнитных волн видимого диапазона света из совокупного оптического потока [1].

3. Создаются новые типы оптических устройств с улучшенными характеристиками, такими как увеличенная пропускательность электромагнитных волн видимого диапазона света, снижение отражения, снижение паразитных световых эффектов и улучшенная цветопередача.

4. Повышается устойчивость к внешним воздействиям оптических и оптико-электронных приборов и систем к агрессивным воздействиям, таким как влага, пыль, абразивные частицы и химические вещества, что расширяет область применения оптической техники.

Следует отметить, что аналитические методы расчета (рекуррентные, матричные, эквивалентных слоев) хоть и позволяют достигнуть наибольшей точности вычислений, но являются достаточно ресурсоемкими с точки зрения выполняющего их оператора. При решении каких-либо частных задач проектирования просветляющих поверхностей (особенно, многослойных) рекомендуется использовать программные методы вычислений. Поскольку программные методы расчета просветляющих покрытий недостаточно освещены в технической литературе, то целью данного исследования являлось изучение метода расчета просветляющих покрытий с использованием программы *Opti-Layer*. *Opti-Layer* представляет собой программный комплекс, посвященный преимущественно моделированию оптических покрытий, многослойных покрытий и оптических систем в целом.

Принцип использования данной программы для расчета просветляющих покрытий рассмотрим на примере расчета однослойного покрытия, для этого создадим новую цель (рис. 1). Длину волны выбираем порядка 550 нм (центр видимого спектра электромагнитных волн).

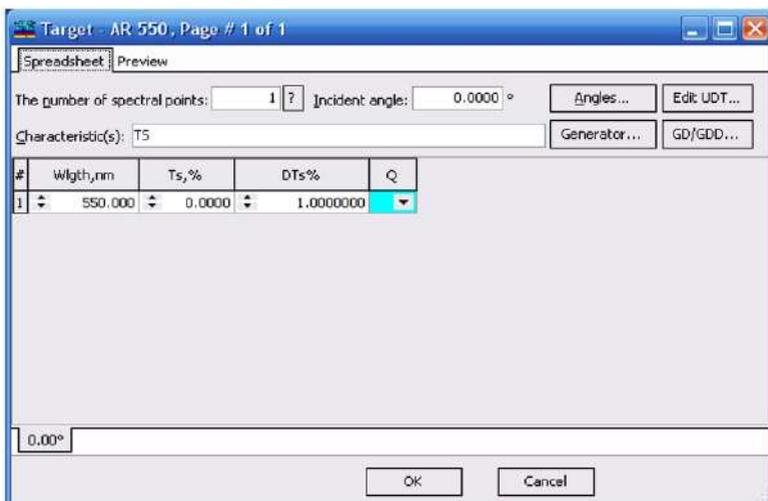


Рис. 1. Создание новой цели в программном комплексе

Конечный результат вычислений можно представить в виде следующего графика зависимости показателя остаточного отражения материала подложки от длины волны (рис. 2).

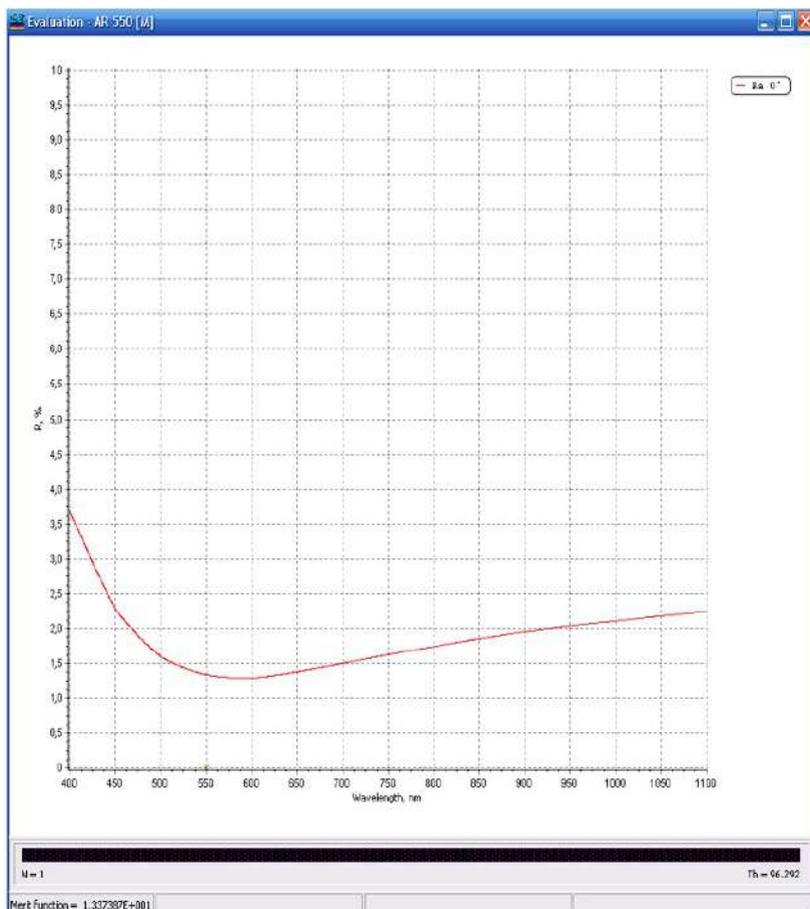


Рис. 2. График зависимости показателя остаточного отражения материала подложки ($R, \%$) от длины волны (λ, nm)

Важной характеристикой при расчете является среда распространения электромагнитных волн видимого диапазона света и материал подложки, которые можно выбрать в соответствующую

щем классификаторе *Loaded Data*. В качестве параметров для синтеза была указана воздушная среда (*Air*), в качестве материала подложки выбрано стекло типа *K8*.

В качестве материала для просветления в данном исследовании был выбран фтористый магний (MgF_2), который является материалом покрытия В.002+ согласно ОСТ3-1901-95 [2]. При необходимости параметры требуемого материала можно загрузить вручную (например, если требуемый материал в классификаторе отсутствует или его параметры не соответствуют параметрам производственного процесса на экономическом субъекте оптико-электронной промышленности). Также необходимо указать число спектральных кривых и контрольную длину волны (выбираем 1000 нм), после чего программа *OptiLayer* произведет автоматизированные вычисления согласно просветляющего покрытия с заданными параметрами. Как можно заметить из полученных результатов (рис. 2), просветляющее покрытие позволяет добиться показателя остаточного отражения материала подложки порядка 1,4 % на необходимо длине волны (550 нм). При этом во всем спектральном диапазоне значение остаточного отражения не превышает 4 %.

Таким образом, был изучен метод расчета просветляющих покрытий с использованием программы *OptiLayer* на примере однослойных просветляющих покрытий.

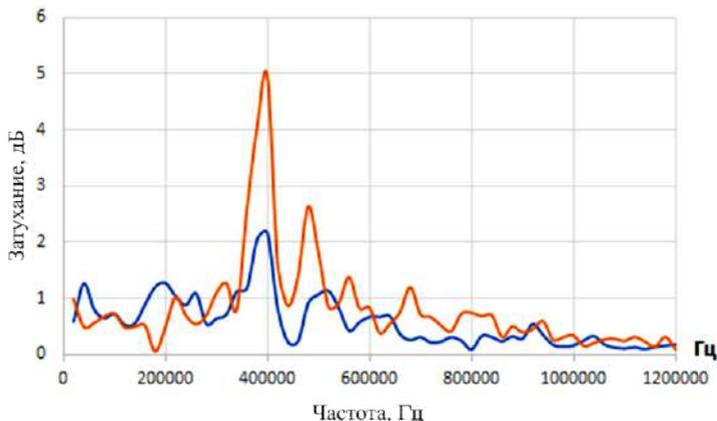
Литература

1. Проектирование, изготовление и исследование интерференционных покрытий: учеб. пособие / Е. Н. Котликов [и др.]. СПб.: ГУАН, 2010. С. 7–19.
2. ОСТ3-1901-95 – Покрытия оптических деталей. Типы, основные параметры и методы контроля.

Александров Н.М.
(Чебоксары, ЧГУ, НПП «Динамика»)
Хренников А.Ю.
(Москва, АО «НТЦ ФСК ЕЭС» Россети)
Михайлов К.С.
(Самара, Филиал АО «СО ЕЭС» ОДУ Средней Волги)
Михайлов С.А.
(Москва, НИУ МЭИ)

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ ПОВРЕЖДЕНИЙ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Исследовались обмотки трансформатора на ТЭЦ после короткого замыкания на стороне НН 6 кВ собственных нужд. Для диагностики технического состояния трансформатора ТРДН-32000/110 применялся метод частотного анализа – FRA (Frequency Response Analysis), в результате чего были обнаружены деформации обмотки НН (рисунок) [1].



Сигналы FRA обмотки трансформатора 32 МВА/110 кВ

Как видно на рисунке, изменения произошли в сигналах FRA, где возникли деформации в обмотках. Разборка трансформатора показала потерю радиальной устойчивости обмотки НН.

Для распознавания образов повреждений обмоток по сигналам FRA используется вероятностный классификатор на основе формулы Байеса с предположением о независимости признаков между собой при заданном классе, что сильно упрощает задачу классификации из-за оценки одномерных вероятностных плотностей вместо одной многомерной. Формула Байеса выглядит следующим образом:

$$P(A|B) = \frac{P(B|A)P(A)}{P(B)},$$

где $P(A|B)$ – апостериорная вероятность события A при условии выполнения события B ; $P(B|A)$ – условная вероятность события B при условии выполнения события A ; $P(A)$ и $P(B)$ – априорные вероятности событий A и B .

Рассчитываются вероятности дефекта быть повреждением или не повреждением, а итоговым прогнозом будет класс с максимальной вероятностью

$$P(C|M) = P(C)P('Hi'|C)P('you'|C)P('won'|C)P('a'|C) \times \\ \times P('discount'|C)P('and'|C)P('you'|C)P('can'|C)P('get'|C) \times \\ \times P('the'|C)P('prize'|C)P('this'|C)P('evening'|C),$$

где C – класс повреждение или не повреждение; M – признак; w_i – i -й диагностический признак в сообщении M ; α – знак пропорциональности [2].

Разработан алгоритм распознавания образов повреждений трансформаторов с использованием результатов диагностики методом FRA. Различают два вида сетей:

1 – сеть-«выравниватель», которая вырезает нужные участки сигналов FRA, детектирует и выравнивает их. Программа распознает ключевые точки: первая – высокочастотная область; вторая – область средних частот, влияние и емкостных, и индуктивных связей; третья – область низких частот (кГц), индуктивность при деформациях или витковых замыканиях. Сигналы приводятся к стандартному виду, чтобы области сигналов FRA находились в определенных местах, удобных для математической обработки.

2 – сеть-«распознаватель», на вход которой поступают выровненные сигналы, а на выходе – матрица сигналов – набор

чисел фиксированной длины. Далее по матрице сигналов определяется вид повреждения.

Литература

1. *Хренников А. Ю.* Высоковольтное оборудование в электротехнических системах: диагностика, дефекты, повреждаемость, мониторинг: учеб. пособие. М.: ИНФРА-М, 2019. 186 с.

2. *Vikramkumar, B. Vijaykumar, Trilochan.* Bayes and Naive-Bayes Classifier, Rajiv Gandhi, Andhra Pradesh. Computer Science, Mathematics. 2014.

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ

Алифов А.А.
(Москва, ИМАШ РАН)

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ И ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ ПРИ НЕЛИНЕЙНОМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОМ ВОЗДЕЙСТВИИ И ЗАПАЗДЫВАЮЩЕЙ УПРУГОСТИ

Возбуждение колебаний может быть следствием различных причин, в том числе запаздывания [1, 2 и др.] в вибромашинах, ультразвуковых станках, электросистемах и др. По известной классификации колебаний [3 и др.] существуют их 4 типа и 4 класса смешанных типов. Изучение различных колебательных процессов проведено в очень большом числе работ. В этом контексте следует отметить работу [4], содержащую широкий анализ параметрических колебаний, которые могут возникать при функционировании различных технических систем.

Одним из классов отмеченных выше смешанных типов являются смешанные параметрические и вынужденные колебания. Они происходят при взаимодействии в системе параметрического возбуждения и вынуждающей силы. Такие колебания при нелинейном параметрическом возбуждении и запаздывании в упругости могут быть описаны в простейшем случае дифференциальным уравнением

$$m\ddot{x} + k_0\dot{x} + c_0x = \lambda \sin v_1 t - bx^3 \cos vt - c_\tau x_\tau, \quad (1)$$

где $m, k_0, c_0, \lambda, v_1, b, v, c_\tau$ – постоянные величины; $\tau = \text{const}$ – запаздывание.

Для решения (1) используем асимптотический метод [5] и имеем

$$x = a \cos \psi, \quad \dot{x} = -ap \sin \psi, \quad \psi = pt + \xi, \quad p = v/2. \quad (2)$$

Стационарные значения амплитуды a и фазы ξ определяются на основе (2) уравнениями

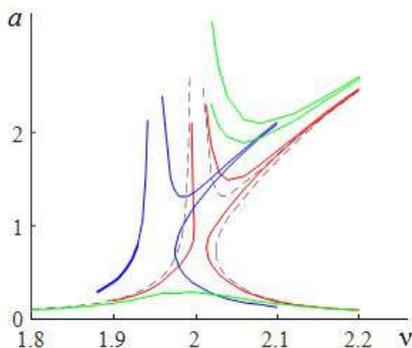
$$(L - 2\lambda)^2 (L^2 - b^2 a^6) + 4b^2 a^8 A^2 = 0, \quad (3)$$

$$\text{tg } \xi = D(ba^3 D - 4\lambda) / 8aA,$$

где $A = pk_0 - c_\tau \sin p\tau$; $L = \lambda \pm \sqrt{Y}$; $Y = \lambda^2 + ba^4(ba^2 + 2E)$;

$$E = m(\omega_0^2 - p^2) + c_\tau \cos p\tau; \quad D = \sigma_1 \pm \sqrt{\sigma_1^2 + 4\sigma_2}; \quad \sigma_1 = 2\lambda/ba^3; \\ \sigma_2 = (ba^2 + 2E)/ba^2.$$

С использованием ряда параметров были проведены расчеты по (3). Некоторые результаты показаны на рисунке. Штриховые кривые черного цвета соответствуют отсутствию запаздывания ($c_\tau = 0$). Они приведены для сравнения и наглядно показывают влияние запаздывания. Сплошные кривые красного цвета имеют место для $p\tau = \pi/2$, синего – $p\tau = \pi$, зеленого – $p\tau = 3\pi/2$.



Амплитудно-частотные кривые

Как видно из приведенного рисунка, под действием запаздывания в силе упругости амплитудная кривая в зависимости от его значения деформируется. Она также смещается относительно кривой при его отсутствии.

Литература

1. Машиностроение: энциклопедия: в 40 т. / РАН; гл. ред. Фролов К. В. М.: Машиностроение, 1994.
2. Рубаник В. П. Колебания квазилинейных систем с запаздыванием. М.: Наука, 1969. 288 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. Шмидт Г. Параметрические колебания. М.: Мир, 1978. 336 с.
5. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. М.: Наука, 1974. 504 с.

ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВЫНУЖДЕННЫХ И НЕЛИНЕЙНО ВОЗБУЖДАЕМЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ ПРИ ЗАПАЗДЫВАНИИ В ДЕМПФИРОВАНИИ

Вынужденные и параметрические колебания возникают в различного рода системах (физических, технических, биологических и т.д.). Можно сказать, что вынужденные колебания встречаются на каждом шагу, а к числу технических систем, в которых могут возникать параметрические колебания, относятся зубчатая передача, балка, пластина, оболочка и др. Изучению параметрических колебаний посвящена монография [1]. Ниже рассматривается взаимодействие параметрических и вынужденных колебаний при нелинейном параметрическом возбуждении и запаздывании в демпфировании. Запаздывание возникает [2, 3 и др.] во многих системах (электросистемы, регуляторы, следящие системы и т.д.).

Для изучения смешанных параметрических и вынужденных колебаний при нелинейном параметрическом возбуждении и запаздывании в демпфировании рассмотрим дифференциальное уравнение

$$m\ddot{x} + k_0\dot{x} + c_0x = \lambda \sin v_1t - bx^3 \cos vt - k_\eta \dot{x}_\eta, \quad (1)$$

где $m, k_0, c_0, \lambda, b, v_1, v$ – постоянные величины; $\dot{x}_\eta = \dot{x}(t - \eta)$; $\eta = \text{const}$ – запаздывание.

На основе асимптотического метода нелинейной механики [4] для решения (1) имеем

$$x = a \cos \psi, \quad \dot{x} = -ap \sin \psi, \quad \psi = pt + \xi, \quad p = v/2 \quad (2)$$

и получаем следующие уравнения для нестационарных значений амплитуды и фазы:

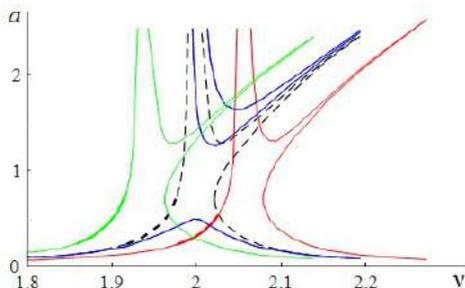
$$\frac{da}{dt} = -\frac{1}{4pm} \left[2ap(k_0 + k_\eta \cos p\eta) + 2\lambda \cos \xi - 0,5ba^3 \sin 2\xi \right], \quad (3)$$

$$\frac{d\xi}{dt} = \frac{1}{4pma} \left\{ 2a \left[m(\omega_0^2 - p^2) + pk_\eta \sin p\eta \right] + 2\lambda \sin \xi + ba^3 \cos 2\xi \right\},$$

где $\omega_0^2 = c_0/m$.

При условиях $\dot{a} = 0$, $\dot{\xi} = 0$ из (3) следуют уравнения для определения стационарных значений амплитуды a и фазы ξ .

Были проведены расчеты для определения амплитуды стационарных колебаний и на рисунке представлены некоторые результаты их. Штриховые кривые черного цвета соответствуют отсутствию запаздывания $k_\eta = 0$, $p\eta = 0$, красного – $p\eta = \pi/2$, синего – $p\eta = \pi$, зеленого – $p\eta = 3\pi/2$.



Амплитудно-частотные кривые

Данный рисунок наглядно показывает влияние запаздывания в демпфировании на амплитуду колебаний и соответственно динамику системы.

Литература

1. Шмидт Г. Параметрические колебания. М.: Мир, 1978. 336 с.
2. Машиностроение: энциклопедия: в 40 т. / РАН; гл. ред. Фролов К.В. М.: Машиностроение, 1994.
3. Otto A., Just W., Radons G. Nonlinear dynamics of delay systems: an overview. <https://doi.org/10.1098/rsta.2018.0389>.
4. Мусеев Н. Н. Асимптотические методы нелинейной механики. М.: Наука, 1981. 400 с.

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА МАЛОЙ МОЩНОСТИ

В работе рассмотрено решение одной из классических задач в области автоматического управления, заключающейся в синтезе регулятора скорости вращения ротора двигателя постоянного тока, используемого в качестве лабораторной установки. Система регулирования, представленная в виде структурной схемы на рис. 1, описывается передаточной функцией

$$W_{\kappa}(p) = \frac{W_p(p)W_o(p)}{1 + W_p(p)W_o(p)},$$

где $W_{\kappa}(p)$, $W_p(p)$, $W_o(p)$ – передаточная функция замкнутого контура регулирования, регулятора и объекта (двигателя) соответственно.

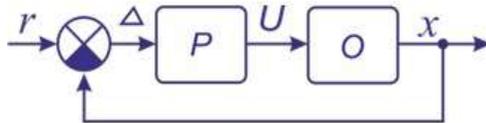


Рис. 1. Структурная схема контура регулирования:
P – регулятор; O – объект регулирования

Зная $W_o(p)$ и задавшись желаемой передаточной функцией $W_{\kappa}(p)$, получаем выражение для синтеза регулятора

$$W_p(p) = \frac{W_{\kappa}(p)}{W_o(p) - W_o(p)W_{\kappa}(p)}. \quad (1)$$

Передаточная функция объекта регулирования $W_o(p)$ была идентифицирована на основе измеренной переходной характеристики двигателя [Лит.].

Желаемое поведение контура регулирования может быть задано следующей передаточной функцией:

$$W_{\kappa}(p) = \frac{1}{1 + Tp} = \frac{1}{1 + 0,1p}. \quad (2)$$

На рис. 2 показаны переходные характеристики двигателя 1 и замкнутого контура регулирования 2 для заданной $W_k(p)$.

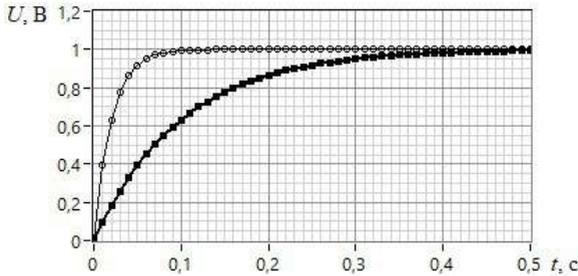


Рис. 2. Переходные характеристики звеньев

Передаточная функция регулятора, полученная на основании (1) и заданной (2), имеет вид

$$W_p(p) = \frac{10 + 0,2p}{p}.$$

Частотные характеристики регулятора показаны на рис. 3.

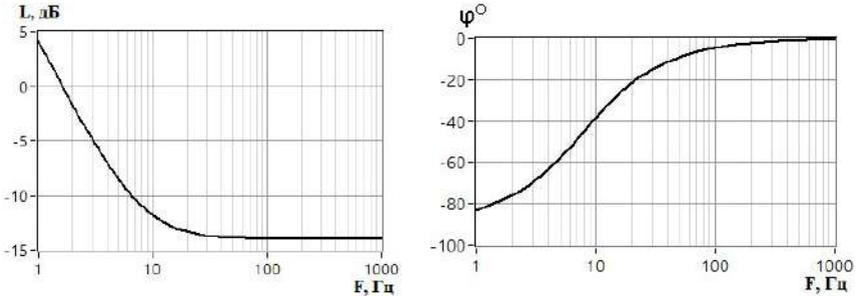


Рис. 3. Частотные характеристики регулятора

Полученные результаты соответствуют ПИ-регулятору. Рассмотренная методика позволяет синтезировать регулятор для $W_k(p)$ практически любой сложности.

Литература

Карнов А. М. Автоматизированная система измерения переходной характеристики двигателей постоянного тока малой мощности // Прикладная электродинамика, фотоника и живые системы-2023: материалы 10-й Междунар. молодежн. науч.-техн. конф. Казань: КНИТУ-КАИ, 2023. С. 490–491.

Кутдусов И.М., Шарифуллин Т.Б., Афанасьев В.В., Хакимов Р.Р.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ЦИФРОВАЯ КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ СИСТЕМЫ TSUCS С ХАОТИЧЕ- СКОЙ ДИНАМИКОЙ

Одним из путей повышения эффективности современных систем конфиденциальной связи с псевдослучайными сигналами на базе нелинейных систем с хаотической динамикой является использование управляемых многолепестковых систем TSUCS (three-scroll unified chaotic system) [1].

Цифровая фильтрация сигналов, основанная на корреляционных методах обработки, часто применяется в современных системах конфиденциальной связи. Важной задачей, выдвигаемой инженерной практикой, является оценка качества корреляционной обработки псевдослучайных сигналов многолепестковых систем TSUCS с помощью квазиоптимальной цифровой фильтрации.

Цель работы – оценка влияния параметров и характеристик действующих аддитивных помех на эффективность цифровой корреляционной обработки псевдослучайных сигналов дискретно-нелинейной системы TSUCS.

Формирование псевдослучайных сигналов проводилось численным решением нелинейных дифференциальных уравнений дискретно-нелинейной системы TSUCS

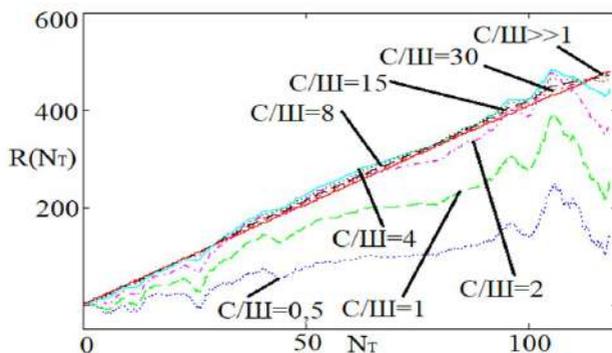
$$\frac{dx}{dt} = a(y - x) + dxz, \quad \frac{dy}{dt} = bx - xz + fy, \quad \frac{dz}{dt} = cz + xy - ex^2$$

при выборе шага дискретизации Δt в интервале $0,01 \dots 0,05$ от периода квазирезонансных колебаний системы T_{kp} [2].

Получены оценки статистических характеристик псевдослучайных сигналов, формируемых системой TSUCS, определены спектральные и корреляционные характеристики сигналов переменными x, y, z . Разработаны средства оценки зависимости значений корреляционных интегралов $R(Nt)$ переменных системы TSUCS от продолжительности интервалов ΔT корреля-

ционного накопления, нормированных к периоду квазирезонансных колебаний системы: $Nt = \Delta T / T_{кр}$, а также параметров интенсивности действующих аддитивных ВЧ и НЧ помех.

Полученные характерные зависимости значений корреляционных интегралов $R(Nt)$ от нормированной величины Nt интервала обработки, при изменении отношения сигнал/шум (С/Ш) от 0,5 до 30, представлены на рисунке для сигналов системной переменной z .



Зависимости $R(Nt)$ от Nt и отношения С/Ш

Обоснованы рекомендации по выбору в системах конфиденциальной связи продолжительности интервалов корреляционного накопления псевдослучайных сигналов системы TSUCS при заданных отношениях С/Ш.

Литература

1. *Ahmed A. M., Al-Sawalha M. M.* Secure communication based on synchronization of uncertain-parameter three-scroll unified chaotic system / *Nonlinear Dynamics*, 2016.

2. *Шарифуллин Т. Б., Афанасьев В. В.* Особенности моделирования формирователей шумоподобных сигналов на базе TSUCS с динамическим хаосом // 25-й Междунар. науч.-техн. конф. «Проблемы техники и технологий телекоммуникаций» ПТиТТ-2023. Казань. Т. 1. Казань: Изд-во КНИТУ-КАИ, 2023. С. 443–444.

Афанасьев В.В., Шарифуллин Т.Б., Хакимов Р.Р., Кутдусов И.М.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ГЕНЕРАЦИЯ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ УПРАВЛЯЕМЫМИ ДИСКРЕТНО-НЕЛИНЕЙНЫМИ СИСТЕМАМИ JERK И TSUCS

Применение псевдослучайных сигналов, формируемых электронными системами со сложной хаотической динамикой, позволяет повысить конфиденциальность передачи информации [1]. Формирование псевдослучайных сигналов эффективно реализуется на базе multi-scroll систем JERK и TSUCS [2, 3].

Цель работы состоит в моделировании, исследовании и сравнении формирователей псевдослучайных сигналов на базе управляемых дискретно-нелинейных систем JERK и TSUCS с динамическим хаосом.

По аналогии формирования псевдослучайных сигналов системы JERK [2] временные ряды сигналов системы TSUCS формируются на основе численного решения по процедуре Эйлера с временным шагом Δt системы уравнений [4]:

$$\begin{cases} X_{i+1} = X_i + \Delta t(a(Y_i - X_i) + dX_i Z_i), \\ Y_{i+1} = Y_i - \Delta t(bX_i - X_i Z_i + fY_i), \\ Z_{i+1} = Z_i + \Delta t(cZ_i + X_i Y_i - eX_i^2), \end{cases}$$

где X, Y, Z – переменные; a, d, b, f, c, e – параметры системы.

Разработаны средства оценки статистических характеристик формируемых псевдослучайных сигналов системы TSUCS при изменении управляющих параметров в диапазонах: $32 < a < 47$, $0,14 < d < 0,19$, $45 < b < 65$, $17 < f < 25$. Получены оценки пик-факторов, спектральных, корреляционных характеристик формируемых сигналов X, Y, Z – переменных при вариациях управляющих параметров системы TSUCS.

Показано, что на зависимость статистических характеристик формируемых сигналов от выбранных параметров системы, значительное влияние оказывает выбор Δt . Увеличение с целью повышения быстродействия формирователей параметра

временной дискретизации Δt неизбежно приводит к возрастанию погрешности численного решения систем уравнений JERK и TSUCS. При этом может возникать переход дискретно-нелинейных систем из стохастического в регулярный режим, недопустимый при формировании псевдослучайных сигналов для систем конфиденциальной передачи информации.

Обоснованы рекомендации по выбору диапазонов изменения параметров временной дискретизации и управляющих параметров a, d, b, f, c, e дискретно-нелинейной системы TSUCS при формировании псевдослучайных сигналов для систем конфиденциальной передачи информации с динамическим хаосом.

Выполнено сравнение параметров и характеристик сигналов, формируемых на основе исследуемой системы TSUCS и multi-scroll дискретно-нелинейной системы JERK, обоснованы области преимущественного выбора типа базовой системы по задаваемым критериям оптимальности.

Литература

1. *Дмитриев А. С., Панас А. И.* Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002. 252 с.

2. *Раунов Р. Р., Афанасьев В. В.* Моделирование формирователей сигналов на основе управляемой нелинейной multi-scroll динамической системы по схеме JERK // САПР и моделирование в современной электронике: сборник науч. трудов 4-й Международ. науч.-практ. конф. Брянск, 2020. С. 300–303.

3. *Ahmed A. M., Al-Sawalha M. M.* Secure communication based on synchronization of uncertain-parameter three-scroll unified chaotic system // *Nonlinear Dynamics*. 85(3). 2016. 1939–1951.

4. *Шарифуллин Т. Б., Афанасьев В. В.* Статистические характеристики псевдослучайных сигналов, генерируемых управляемой TSUCS // Проблемы техники и технологий телекоммуникаций: материалы 25-й Междунар. науч.-техн. конф. Т. 1. Казань: Изд-во КНИТУ-КАИ, 2023. С. 440–442.

Шарифуллин Т.Б., Афанасьев В.В., Кутдусов И.М., Хакимов Р.Р.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ВЛИЯНИЕ УПРАВЛЯЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА ПИК-ФАКТОРЫ МАСКИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ДИСКРЕТНО-НЕЛИНЕЙНОЙ TSUCS СИСТЕМЫ

Маскирующие сигналы, генерируемые на основе дискретно-нелинейных электронных устройств и систем с динамическим хаосом, широко применяются в системах конфиденциальной передачи информации [1]. Модифицированные дискретно-нелинейные управляемых нелинейные системы TSUCS служат для генерации маскирующих многомерных псевдослучайных сигналов [2]. Снижение пик-факторов формируемых псевдослучайных сигналов повышает энергетическую эффективность радиопередающей аппаратуры систем конфиденциальной передачи информации [3].

Цель работы – исследование влияния вариации параметров управляемой дискретно-нелинейной TSUCS системы на значения пик-факторов формируемых маскирующих псевдослучайных сигналов.

Динамика многолепестковой TSUCS описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\dot{x} = A(y - x) + Dxz, \quad \dot{y} = Bx - xz + Fy, \quad \dot{z} = Cz + xy - Ex^2,$$

где x, y, z – переменные системы; A, B, D, F, C, E – управляющие параметры системы [4]. Формирование массивов дискретных отсчетов псевдослучайных сигналов переменных системы TSUCS проводилось путем численного интегрирования по процедуре Эйлера с интервалом временной дискретизации Δt .

Путем изменения управляющих параметров A, B, D, F, C, E , при одновременной вариации Δt , проводилось управление модифицированной дискретно-нелинейной системой TSUCS. Установлена зависимость пик-факторов формируемых маскирующих псевдослучайных сигналов от выбора начальных значений переменных, из-за возникающего переходного процесса

установления устойчивого хаотического режима работы системы TSUCS, обоснованы рекомендации по выбору продолжительности временного защитного интервала при формировании маскирующих псевдослучайных сигналов.

Полученные характерные значения пик-факторов сигналов x, y, z – переменных управляемой модифицированной дискретно-нелинейной системы TSUCS, полученные при вариации системного параметра F , представлены в таблице.

Пик-факторы сигналов TSUCS при изменении параметра F системы TSUCS

Сигнал	Параметр F					
	18	19	21	22	23	24
x	3,85	3,43	3,17	3,25	3,68	3,84
y	4,31	4,42	4,35	3,63	3,32	3,25
z	2,12	2,13	2,14	2,15	2,11	2,14

Обоснованы рекомендации по выбору значений системных параметров управляемой модифицированной дискретно-нелинейной системы TSUCS и параметров временной дискретизации, при формировании маскирующих псевдослучайных сигналов с пониженными пик-факторами.

Литература

1. Генерация хаоса / А. С. Дмитриев [и др.]. М.: Техносфера, 2012. 424 с.

2. *L. Pan, W. Zhou, J. Fang, D. Li.* A new three-scroll unified chaotic system coined // International Journal of Nonlinear Science, Vol. 10. No. 4. 2010.

3. *Козел В. М., Подворная Д. А., Ковалев К. А.* Пик-фактор сигналов систем сухопутной подвижной службы 5G: докл. Белорусского гос. ун-та информатики и радиоэлектроники. 18(6). 2020. С. 5–10.

4. *Ahmed A. M., Al-Sawalha M. M.* Secure communication based on synchronization of uncertain-parameter three-scroll unified chaotic system // Nonlinear Dynamics. 85(3). 2016.

Попов М.Г.
(Санкт-Петербург, СПбПУ)
Зыков В.Е.
(Киров, ВятГУ)

АВТОМАТИЗАЦИЯ ФОРМИРОВАНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ РАЗВИТИЯ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАТИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИ

Один из современных методов исследования статической устойчивости основывается на контроле собственных значений матрицы коэффициентов системы линейно-дифференциальных уравнений (ЛДУ), описывающих переходный процесс слабо-возмущенного движения. Задача исследования устойчивости с привлечением данного метода обязательно проходит этапы составления системы ЛДУ и формирования матрицы ее коэффициентов. Составление такой системы уравнений для реальной электроэнергетической системы (ЭЭС), обладающей сложной структурой, является сложной и трудоемкой прикладной задачей, а составленная система требует верификации.

В этих условиях существует потребность в развитии средств автоматизации формирования матриц коэффициентов ЛДУ. Требуется создание алгоритма и его программной реализации, которые позволят достоверно формировать матрицы коэффициентов для большого диапазона научных и прикладных задач.

Развитие формализации составления и решения систем ЛДУ с применением современных матричных методов было предложено в [1, 2]. Применение системы формализованных методов математического описания элементов ЭЭС делает создание универсального алгоритма принципиально решаемой, однако крайне трудоемкой задачей.

Система ЛДУ формируется на основании определенного набора данных, который обычно содержит:

1. Справочные данные об элементах ЭЭС.
2. Данные расчета установившегося режима сети.
3. Данные о схеме сети (например, матрица узловых проводимостей).
4. Характеристику потребителей в ЭЭС (например, статические характеристики нагрузки).

Для достижения требуемой гибкости в контексте большого диапазона задач алгоритм должен решать следующие подзадачи:

1. Определение структуры формируемой матрицы коэффициентов на основании исходных данных.

2. Расчет коэффициентов системы ЛДУ и формирование подматриц в соответствии со структурой.

3. Формирование матрицы коэффициентов и исключение не дифференцируемых переменных и оператора дифференцирования.

Основную сложность представляет первая подзадача. Согласно [1] формируемая матрица представляет собой матрицу коэффициентов системы ЛДУ, приведенной к форме Коши. Это означает, что каждое уравнение содержит одну дифференцируемую переменную, коэффициент при которой размещается на главной диагонали матрицы. В процессе формирования матрицы переменные группируются по типу, а матрица разделяется на подматрицы, содержащие коэффициенты при однотипных переменных. Нахождение структуры матрицы подразумевает однозначное определение количества, размера и взаимного расположения подматриц в формируемой матрице

$$\left[\begin{array}{c|c} M_{11} & M_{12} \\ \hline M_{21} & M_{22} \end{array} \right].$$

По факторам, влияющим на структуру, формируемая матрица может быть разделена на четыре зоны, математически они являются крупными подматрицами:

M_{11} – зона линейных дифференциальных уравнений, содержит квадратные подматрицы размера $n \times n$, где n – количество генерирующих узлов в схеме ЭЭС;

M_{22} – зона линейных алгебраических уравнений, содержит квадратные подматрицы размера $k \times k$, где k – количество неэквивалентированных узлов внешней сети, включая генерирующие узлы;

M_{12} – зона коэффициентов связи, содержит прямоугольные подматрицы размера $n \times k$;

M_{21} – зона коэффициентов связи, содержит прямоугольные подматрицы размера $k \times n$.

На структуру и количество подматриц в этих зонах влияет набор уравнений, применяющихся для математического описания элементов ЭЭС в каждой конкретной расчетной задаче.

В общем случае набор уравнений должен содержать:

1. Дифференциальные уравнения АРВ для каждого синхронного генератора (СГ) – математическое описание АРВ, может содержать различное количество уравнений, в зависимости от конкретного регулятора (для современных АРВ СД около 12-15), представляется группой диагональных подматриц в зоне M_{11} .

2. Дифференциальные уравнения движения – два уравнения для каждого СГ, представляется группой подматриц в зоне M_{11} .

3. Дифференциальные уравнения переходных процессов обмотки возбуждения – одно, два или более уравнения для каждого СГ, в зависимости от конструктивных особенностей, представляется группой диагональных подматриц в зоне M_{11} .

4. Дифференциальные уравнения переходных процессов статорных цепей – два уравнения для каждого СГ, представляется группой диагональных подматриц в зонах M_{11} и M_{12} .

5. Дифференциальные уравнения переходных процессов демпферных контуров – два и более уравнения для каждого СГ, в зависимости от конструктивных особенностей, представляется группой диагональных подматриц в зоне M_{11} .

6. Алгебраические уравнения баланса мощностей (или токов) внешней сети – два или более уравнения для каждого узла сети, в зависимости от метода учета нагрузки, представляется группой подматриц в зонах M_{22} и M_{21} .

Количество подматриц, представляющих каждую группу уравнений, определяется количеством типов уравнений и количеством типов переменных, присутствующих в этих уравнениях.

Взаимное расположение подматриц и структура самих подматриц определяется вхождением переменных и коэффициентов в соответствующие уравнения, варианты расположений меняются при применении разных типов уравнений. Эти варианты должны быть определены на этапе программной реализации алгоритма, определение их изнутри алгоритма не представляется возможным.

Последнее обстоятельство определяет высокую трудоемкость этой задачи автоматизации, так как количество подматриц, требующих описания, по предварительным оценкам составляет несколько десятков.

После определения структуры подматрицы должны быть заполнены коэффициентами, рассчитанными согласно общепринятым методикам [1, 3].

После формирования матрицы коэффициентов чередование переменных в матрице может быть изменено. Для получения собственных значений матрицы требуется исключение не дифференцируемых переменных, которое может осуществляться общепризнанными математическими методами.

На выходе алгоритма должна получаться матрица доступная для загрузки в современные процедуры определения собственных значений, например программной среды Matlab.

Обобщенный алгоритм, составленный по описанным выше принципам, представлен на граф-схеме (рисунок).

Предложенный алгоритм описывает процесс автоматизированного формирования матрицы коэффициентов ЛДУ, однако требует доработки и конкретизации для возможности программной реализации, т.е. сам по себе не решает проблему автоматизации.

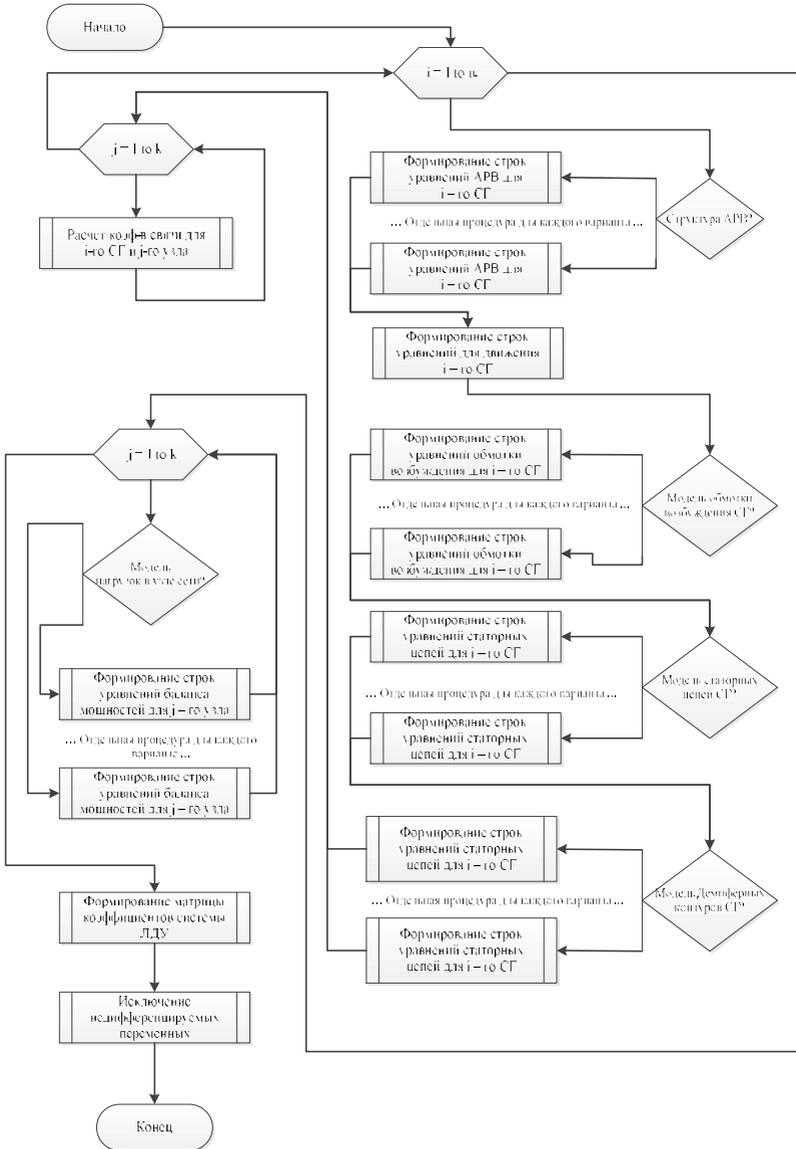
Таким образом, автоматизация формирования матрицы коэффициентов ЛДУ представляется сложной и трудоемкой прикладной задачей. Решение этой задачи важно для развития и практического применения критериев устойчивости, основанных на контроле собственных значений матрицы коэффициентов системы линейно-дифференциальных уравнений, так как потенциально снимает с человека задачу формирования и верификации этих матриц.

Литература

1. *Захарова Е. В.* Критерий экспресс оценки статической устойчивости объединенных энергосистем: дис. ... канд. техн. наук: 05.14.02 / Захарова Елена Вячеславовна. СПб. 2016. 180 с.

2. *Попов М. Г.* Развитие методов и программного обеспечения исследований динамических свойств электроэнергетических систем: дис. ... канд. техн. наук: 05.14.02 / Попов Максим Георгиевич. СПб. 2001. 168 с.

3. *Хрущев Ю. В., Заповодников К. И., Юшков А. Ю.* Электромеханические переходные процессы в электроэнергетических системах: учеб. пособие. Томск: Изд-во Томского политех. ун-та, 2012. С. 9–10.



Обобщенный алгоритм автоматизации формирования матриц коэффициентов

СИСТЕМЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Белов Г.А., Малинин Г.В.
(Чебоксары, ЧГУ)

ВРЕМЕННОЙ АНАЛИЗ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ТИПА LCC В РЕЖИМЕ НЕПРЕРЫВНОГО ТОКА

В связи с разнообразием возможных режимов работы ППН типа LCC [1] методы их анализа и расчета разработаны недостаточно. В докладе предлагается анализ ППН типа LCC векторно-матричным методом.

На рис. 1, *а* представлена схема силовой части резонансного ППН типа LCC с мостовым транзисторным инвертором и выходным мостовым диодным выпрямителем, на рис. 1, *б*, *в* и *г* приведены эквивалентные схемы ППН типа LCC для интервалов времени, когда ППН можно считать линейным.

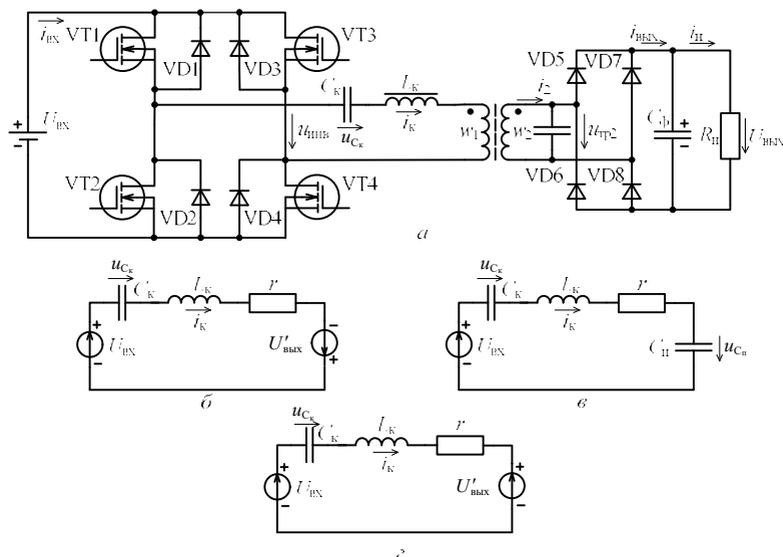


Рис. 1. Структура и эквивалентные схемы резонансного LCC преобразователя: *а* – схема преобразователя с емкостным выходным фильтром; *б* – эквивалентная схема преобразователя на интервале t_1 ; *в* – эквивалентная схема преобразователя на интервале t_2 ; *г* – эквивалентная схема преобразователя на интервале t_3

На рис. 2 представлен примерный вид временных диаграмм для ППН типа LCC в одном из возможных режимов, когда частота переключений $f = 1/T$ превышает резонансную частоту $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_k C_k})$ последовательной LC-цепи L_k - C_k . Ток $i_k(t)$ на рис. 2 показан синусоидальным, отстающим по фазе на угол $\varphi_1 = \omega t_1$ относительно первой гармоники напряжения $u_{инв}(t)$ на выходе инверторного моста. Напряжение $u_{C_k}(t)$ на конденсаторе C_k отстает по фазе относительно тока $i_k(t)$ на угол $\varphi_2 = \pi/2$. Ток намагничивания трансформатора принимается малым и на рис. 2 не учитывается.

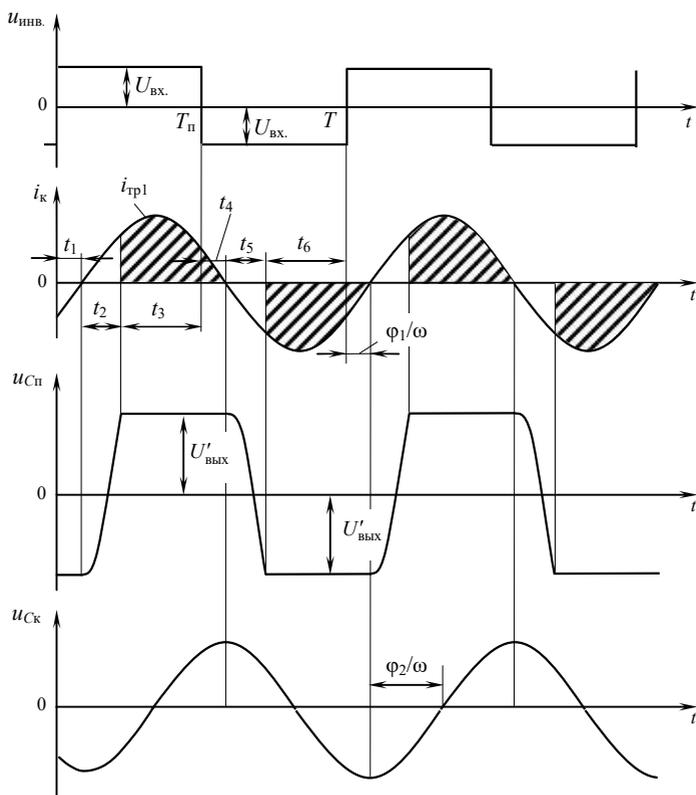


Рис. 2. Временные диаграммы для ППН типа LCC: $i_{тp1}$ – ток в первичной обмотке трансформатора

Кривая напряжения $u_{C_{\Pi}}(t)$ на параллельно подключенной емкости C_{Π} отличается наличием интервалов t_2 и t_5 его перезарядка от $-U'_{\text{вых}}$ до $+U'_{\text{вых}}$ и от $+U'_{\text{вых}}$ до $-U'_{\text{вых}}$ (штрихом здесь и далее обозначаем приведение напряжения к первичной обмотке трансформатора), на которых все диоды выходного выпрямителя закрыты.

Как видно на рис. 2, положительный полупериод работы ППН, на котором $u_{\text{инв}} > 0$, складывается из трех интервалов: $T_{\Pi} = t_1 + t_2 + t_3$. В момент времени $t=0$ подаются отпирающие импульсы на затворы транзисторов VT1 и VT4. Начинается процесс отпирания транзисторов VT1 и VT4, который сводится к перезаряду их входных емкостей до напряжения, превышающего пороговое напряжение $U_{\text{пор}}$ на несколько вольт. На рис. 2 принято, что процессы отпирания и запираания транзисторов и диодов протекают мгновенно. Ток контура $i_{\text{к}}(t)$ на интервале t_1 отрицателен и замыкается через обратные диоды VD1 и VD4, поэтому процессы отпирания транзисторов VT1 и VT4 протекают при наличии на них обратного напряжения, равного падению напряжения на открытых диодах, т.е. отпирание транзисторов происходит в режиме, близком к переключению при нулевом значении напряжения.

На интервале t_1 открыты диоды VD6, VD7 выпрямителя, через которые выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ прикладывается к вторичной обмотке трансформатора, $u_{\text{тр2}} = -U_{\text{вых}}$. Становится справедливой эквивалентная схема на рис. 1, б.

В момент $t = t_1$ ток контура $i_{\text{к}}$ меняет направление. При пренебрежении влиянием тока намагничивания в этот же момент диоды VD6, VD7 выпрямителя закрываются, а другая пара диодов VD5, VD8 открыться не может из-за того, что напряжение на вторичной обмотке трансформатора $u'_{\text{тр2}} = u_{C_{\Pi}}$ по модулю меньше $U'_{\text{вых}}$. Становится справедливой эквивалентная схема на рис. 1, в.

На интервале t_2 все диоды выходного выпрямителя закрыты, нагрузка ППН отключена от LC-контура, происходит перезаряд емкости C_{Π} , показанной на рис. 1, в, от напряжения $-U'_{\text{вых}}$ до $+U'_{\text{вых}}$. В момент $t = t_1 + t_2$ открывается пара диодов VD5, VD8

выходного выпрямителя, начинается интервал t_3 , на котором конденсатор небольшой емкости, включенный параллельно вторичной обмотке, оказывается соединенным параллельно с конденсатором выходного фильтра значительно большей емкости.

Становится справедливой эквивалентная схема на рис. 1, *з*. Напряжение $u_{C_{\Pi}}$ на емкости C_{Π} далее остается равным $U'_{\text{ВЫХ}}$ вплоть до момента перехода через нуль тока i_k . Как видно на рис. 2, такой переход происходит в момент времени $t = t_1 + t_2 + t_3 + t_4$ уже на следующем полупериоде, а на рассматриваемом полупериоде участок с напряжением $u_{C_{\Pi}} = U'_{\text{ВЫХ}}$ имеет длительность t_3 .

В момент времени $t = t_1 + t_2 + t_3 = T_{\Pi} = T/2$ подаются отпирающие импульсы на затворы транзисторов VT2 и VT3 и начинается интервал t_4 , аналогичный интервалу t_1 на первом полупериоде. В связи с симметрией схемы инвертора процесс на втором (отрицательном) полупериоде протекает аналогично процессу на первом (положительном) полупериоде.

Опыт исследований авторов показывает, что процессы на полупериоде работы ППН складываются из нескольких интервалов времени, на которых процессы описываются системами линейных дифференциальных уравнений. Любой многоинтервальный процесс можно рассчитывать методом припасовывания. Проведенный далее математический анализ показывает, что процессы в LCC-преобразователе в рассматриваемом режиме описываются трехинтервальными процессами.

Для эквивалентной схемы на рис. 1, *б* для интервала t_1 справедливы уравнения

$$L_k \frac{di_k}{dt} + r_{i_k} + u_{C_k} = U_{\text{ВХ}} + U'_{\text{ВЫХ}},$$

$$C_k \frac{du_{C_k}}{dt} = i_k,$$

которые могут быть записаны в векторно-матричной форме

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 v_1, \quad (1)$$

где

$$\mathbf{x} = \begin{Bmatrix} i_{\kappa} \\ u_{C_{\kappa}} \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{A}_1 = \begin{Bmatrix} -\frac{r}{L_{\kappa}} & -\frac{1}{L_{\kappa}} \\ \frac{1}{C_{\kappa}} & 0 \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{Bmatrix} \frac{1}{L_{\kappa}} \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad v_1 = U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}},$$

$U'_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}/n_{\text{тр}}$ – выходное напряжение ППН, приведенное к первичной обмотке трансформатора; $n_{\text{тр}} = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации трансформатора, w_1, w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток.

Решение уравнения (1) при постоянстве внешнего воздействия на рассматриваемом интервале ($v_1 = \text{const}$) имеет вид

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_1 t} \left[\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^{t_1}(\infty) \right] + \mathbf{x}^{t_1}(\infty), \quad (2)$$

где $e^{\mathbf{A}_1 t}$ – фундаментальная (переходная) матрица уравнения (1), определяемая как

$$e^{\mathbf{A}_1 t} = \Phi(t) = \begin{Bmatrix} \Phi_{11}(t) & \Phi_{12}(t) \\ \Phi_{21}(t) & \Phi_{22}(t) \end{Bmatrix}, \quad (3)$$

$\mathbf{x}^{t_1}(\infty)$ – асимптотическое значение вектора $\mathbf{x}(t)$ на интервале t_1 , определяемое из уравнения (1) при $d\mathbf{x}/dt = 0$; $\mathbf{x}^{t_1}(\infty) = -\mathbf{A}_1^{-1} \mathbf{B}_1 v_1$.

Элементы переходной матрицы $e^{\mathbf{A}_1 t}$ определены в предыдущих работах авторов [2]:

$$\begin{aligned} \Phi_{11}(t) &= e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_{\kappa} t - \frac{\alpha}{\omega_{\kappa}} \sin \omega_{\kappa} t \right), \\ \Phi_{12}(t) &= -\frac{1}{\omega_{\kappa} L_{\kappa}} e^{-\alpha t} \sin \omega_{\kappa} t, \\ \Phi_{21}(t) &= \frac{1}{\omega_{\kappa} C_{\kappa}} e^{-\alpha t} \sin \omega_{\kappa} t, \\ \Phi_{22}(t) &= e^{-\alpha t} \left(\cos \omega_{\kappa} t + \frac{\alpha}{\omega_{\kappa}} \sin \omega_{\kappa} t \right), \end{aligned} \quad (4)$$

где α и ω_{κ} – коэффициент затухания и собственная частота резонансного контура на рис. 1, б, определяемые выражениями

$$\alpha = \frac{r}{2L_K}; \quad \omega_K = \sqrt{\frac{1}{L_K C_K} - \alpha^2}.$$

Из (2) определяется значение вектора $\mathbf{x}(t)$ в конце интервала t_1

$$\mathbf{x}(t_1) = e^{A t_1} [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}^h(\infty)] + \mathbf{x}^h(\infty), \quad (5)$$

где $\mathbf{x}^h(\infty) = \left\| \begin{array}{c} 0 \\ U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}} \end{array} \right\|$ (это следует из рис. 1, б); $\mathbf{x}(0) = \left\| \begin{array}{c} i_K(0) \\ u_{C_K}(0) \end{array} \right\|$.

Из последнего уравнения с учетом выражения (3) и $\mathbf{x}^h(\infty)$ следуют скалярные выражения

$$\begin{aligned} i_K(t_1) &= \Phi_{11}(t_1)i_K(0) + \Phi_{12}(t_1)[u_{C_K}(0) - U_{\text{вх}} - U'_{\text{вых}}], \\ u_{C_K}(t_1) &= \Phi_{21}(t_1)i_K(0) + \Phi_{22}(t_1)[u_{C_K}(0) - U_{\text{вх}} - U'_{\text{вых}}] + U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Время t_1 можно рассчитать из уравнения $i_K(t_1) = 0$, или

$$\Phi_{11}(t_1)i_K(0) + \Phi_{12}(t_1)[u_{C_K}(0) - U_{\text{вх}} - U'_{\text{вых}}] = 0. \quad (7)$$

На следующем за интервалом t_1 интервале t_2 перезаряда параллельно включенной емкости C_{Π} от напряжения $-U'_{\text{вых}}$ до $+U'_{\text{вых}}$ справедлива эквивалентная схема, представленная на рис. 1, в, для которой можно записать уравнения

$$\begin{aligned} L_K \frac{di_K}{dt} + r i_K + u_{C_K} + u_{C_{\Pi}} &= U_{\text{вх}}, \\ C_K \frac{du_{C_K}}{dt} &= i_K, \\ C_{\Pi} \frac{du_{C_{\Pi}}}{dt} &= i_K. \end{aligned} \quad (8)$$

Суммируя уравнения, получающиеся из второго и третьего уравнений (8) делением на C_K и C_{Π} соответственно, получим

$$\frac{du_{C_{\Sigma}}}{dt} = \frac{1}{C_{\Sigma}} i_K, \quad (9)$$

где $u_{C_{\Sigma}} = u_{C_K} + u_{C_{\Pi}}$, $C_{\Sigma} = \frac{C_K C_{\Pi}}{C_K + C_{\Pi}} = \frac{C_{\Pi}}{1 + K_C} = \frac{K_C C_K}{1 + K_C}$, $K_C = C_{\Pi}/C_K$ –

относительный параметр; видно, что $C_{\Sigma} < C_{\Pi}$, $C_{\Sigma} < C_K$.

Таким образом, система из трех дифференциальных уравнений первого порядка (8) сводится к системе из двух уравнений, включающей в себя первое уравнение (8) и уравнение (9). Эту систему представим в векторно-матричной форме

$$\frac{dy}{dt} = \mathbf{A}_2 \mathbf{y} + \mathbf{B}_2 v_2, \quad (10)$$

где

$$\mathbf{y} = \begin{Bmatrix} i_k \\ u_{C_\Sigma} \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{A}_2 = \begin{Bmatrix} -\frac{r}{L_k} & -\frac{1}{L_k} \\ \frac{1}{C_\Sigma} & 0 \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_1 = \begin{Bmatrix} 1 \\ L_k \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad v_2 = U_{\text{вх}}.$$

Решение уравнения (10) имеет вид, аналогичный (2),

$$\mathbf{y}(t) = e^{\mathbf{A}_2(t-t_1)} \left[\mathbf{y}(t_1) - \mathbf{y}^{t_2}(\infty) \right] + \mathbf{y}^{t_2}(\infty), \quad (11)$$

где переходная матрица $e^{\mathbf{A}_2 t}$ определяется по формуле

$$e^{\mathbf{A}_2 t} = \mathbf{G}(t) = \begin{Bmatrix} G_{11}(t) & G_{12}(t) \\ G_{21}(t) & G_{22}(t) \end{Bmatrix}, \quad (12)$$

$$\mathbf{y}(t_1) = \begin{Bmatrix} i_k(t_1) \\ u_{C_\Sigma}(t_1) \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{y}^{t_2}(\infty) = \begin{Bmatrix} 0 \\ U_{\text{вх}} \end{Bmatrix}.$$

Как было отмечено,

$$i_k(t_1) = 0, \quad u_{C_\Sigma}(t_1) = u_{C_k}(t_1) + u_{C_{II}}(t_1).$$

Элементы переходной матрица $e^{\mathbf{A}_2 t}$ определяется аналогично (4):

$$\begin{aligned} G_{11}(t) &= e^{-\alpha_2 t} \left(\cos \omega_2 t - \frac{\alpha_2}{\omega_2} \sin \omega_2 t \right), \\ G_{12}(t) &= -\frac{1}{\omega_2 L_k} e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t, \\ G_{21}(t) &= \frac{1}{\omega_2 C_\Sigma} e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t, \\ G_{22}(t) &= e^{-\alpha_2 t} \left(\cos \omega_2 t + \frac{\alpha_2}{\omega_2} \sin \omega_2 t \right), \end{aligned} \quad (13)$$

где $\alpha_2 = \frac{r}{2L_k} = \alpha$; $\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_k C_\Sigma} - \alpha_2^2}$.

Из формулы (11) с учетом тождеств $i_k(t_1) = 0$, $i_k^i(\infty) = 0$, $u_{C_\Sigma}(t_1) = u_{C_k}(t_1) - U'_{\text{ВЫХ}}$, $u_{C_\Sigma}^i(\infty) = U_{\text{ВХ}}$ следуют скалярные выражения для интервала t_2

$$\begin{aligned} i_k(t) &= G_{12}(t-t_1) \left[u_{C_k}(t_1) - U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} \right], \\ u_{C_\Sigma}(t) &= G_{22}(t-t_1) \left[u_{C_k}(t_1) - U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} \right] + U_{\text{ВХ}}. \end{aligned} \quad (14)$$

Распределяя напряжение $u_{C_\Sigma} = u_{C_k} + u_{C_n}$ между емкостями C_k и C_n , последовательно включенными на интервале $t_1 \leq t \leq t_1 + t_2$, найдем

$$\begin{aligned} u_{C_k}(t) &= u_{C_k}(t_1) + \frac{K_C}{1+K_C} \left[u_{C_\Sigma}(t) - u_{C_k}(t_1) + U'_{\text{ВЫХ}} \right], \\ u_{C_n}(t) &= -U'_{\text{ВЫХ}} + \frac{1}{1+K_C} \left[u_{C_\Sigma}(t) - u_{C_k}(t_1) + U'_{\text{ВЫХ}} \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

Из уравнения, получающегося при подстановке в первое равенство (15) $t = t_1 + t_2$, $u_{C_\Sigma}(t_1 + t_2) = u_{C_k}(t_1 + t_2) + U'_{\text{ВЫХ}}$, найдем значение $u_{C_k}(t)$ в конце интервала t_2

$$u_{C_k}(t_1 + t_2) = u_{C_k}(t_1) + 2K_C U'_{\text{ВЫХ}}; \quad (16)$$

при такой подстановке во второе равенство (15) с учетом $u_{C_n}(t_1 + t_2) = U'_{\text{ВЫХ}}$ и (16) получим тождество.

Уравнения для определения времени t_2 получается при подстановке во второе выражение (14) $t = t_1 + t_2$, $u_{C_\Sigma}(t_1 + t_2) = u_{C_k}(t_1 + t_2) + U'_{\text{ВЫХ}}$:

$$G_{22}(t_2) \left[u_{C_k}(t_1) - U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} \right] + U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} - u_{C_k}(t_1 + t_2) = 0, \quad (17)$$

где $u_{C_k}(t_1)$ определяется по формуле (6).

Таким образом, с учетом (14) и (16) имеем выражения для координат вектора $\mathbf{x}(t)$ в момент $t = t_1 + t_2$. Первая координата получается из (14) при $t = t_1 + t_2$

$$i_k(t_1 + t_2) = G_{12}(t_2) \left[u_{C_k}(t_1) - U_{\text{ВХ}} - U'_{\text{ВЫХ}} \right], \quad (18)$$

вторая координата задается выражением (16). В матричной форме имеем

$$\mathbf{x}(t_1 + t_2) = \mathbf{Q}\mathbf{x}(t_1) + \left\| \begin{array}{c} -(U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}})G_{12}(t_2) \\ 2K_C U'_{\text{вых}} \end{array} \right\|, \quad (19)$$

где матрица

$$\mathbf{Q} = \left\| \begin{array}{cc} 0 & G_{12}(t_2) \\ 0 & 1 \end{array} \right\|$$

вырожденная, что не создает каких-либо сложностей, но позволяет реализовать расчет методом припасовывания.

При подстановке выражения (5) формула (19) принимает вид

$$\mathbf{x}(t_1 + t_2) = \mathbf{S}\mathbf{x}(0) + \mathbf{Q}(\mathbf{1} - e^{A t_1})\mathbf{x}^{t_1}(\infty) + \left\| \begin{array}{c} -(U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}})G_{12}(t_2) \\ 2K_C U'_{\text{вых}} \end{array} \right\|,$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{S} = \mathbf{Q}e^{A t_1} &= \left\| \begin{array}{cc} 0 & G_{12}(t_2) \\ 0 & 1 \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{cc} \Phi_{11}(t_1) & \Phi_{12}(t_1) \\ \Phi_{21}(t_1) & \Phi_{22}(t_1) \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{array} \right\|, \\ S_{11} &= G_{12}(t_2)\Phi_{21}(t_1), \\ S_{12} &= G_{12}(t_2)\Phi_{22}(t_1), \\ S_{21} &= \Phi_{21}(t_1), \\ S_{22} &= \Phi_{22}(t_1). \end{aligned} \quad (20)$$

Второе слагаемое в правой части выражения для $\mathbf{x}(t_1 + t_2)$

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}(\mathbf{1} - e^{A t_1})\mathbf{x}^{t_1}(\infty) &= \left\| \begin{array}{cc} 0 & G_{12}(t_2) \\ 0 & 1 \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{cc} 1 - \Phi_{11}(t_1) & -\Phi_{12}(t_1) \\ -\Phi_{21}(t_1) & 1 - \Phi_{22}(t_1) \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{c} 0 \\ U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}} \end{array} \right\| = \\ &= (U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}}) \left\| \begin{array}{c} G_{12}(t_2)[1 - \Phi_{22}(t_1)] \\ 1 - \Phi_{22}(t_1) \end{array} \right\| = (U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}})[1 - \Phi_{22}(t_1)] \cdot \left\| \begin{array}{c} G_{12}(t_2) \\ 1 \end{array} \right\|. \end{aligned}$$

Тогда выражение для $\mathbf{x}(t_1 + t_2)$ с учетом (20) принимает вид

$$\mathbf{x}(t_1 + t_2) = \mathbf{S}\mathbf{x}(0) + U_{\text{вх}} \left\| \begin{array}{c} -S_{12} \\ 1 - S_{22} \end{array} \right\| + U'_{\text{вых}} \left\| \begin{array}{c} -S_{12} \\ 1 + 2K_C - S_{22} \end{array} \right\|. \quad (21)$$

На интервале t_3 длительностью $t_3 = T_{\text{п}} - t_1 - t_2$ справедлива эквивалентная схема, представленная на рис. 1, 2, процесс снова описывается переходной матрицей $e^{A t}$. Справедливо выражение

$$\mathbf{x}(t) = e^{A_1(t-t_2)} \left[\mathbf{x}(t_1 + t_2) - \mathbf{x}^{t_3}(\infty) \right] + \mathbf{x}^{t_3}(\infty), \quad (22)$$

где асимптотическое значение вектора $\mathbf{x}(t)$

$$\mathbf{x}^{t_3}(\infty) = \begin{vmatrix} 0 \\ U_{\text{вх}} - U'_{\text{вых}} \end{vmatrix}$$

отличается от $\mathbf{x}^{t_1}(\infty)$. При подстановке $t = T_{\text{п}} = t_1 + t_2 + t_3$ из (22) следует формула

$$\mathbf{x}(T_{\text{п}}) = e^{A_1 t_3} \left[\mathbf{x}(t_1 + t_2) - \mathbf{x}^{t_3}(\infty) \right] + \mathbf{x}^{t_3}(\infty),$$

которая при подстановке выражения (21) принимает вид

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(T_{\text{п}}) = & \mathbf{N}\mathbf{x}(0) + U_{\text{вх}} e^{A_1 t_3} \begin{vmatrix} -S_{12} \\ 1 - S_{22} \end{vmatrix} + \\ & + U'_{\text{вых}} e^{A_1 t_3} \begin{vmatrix} -S_{12} \\ 1 + 2K_C - S_{22} \end{vmatrix} + (\mathbf{1} - e^{A_1 t_3}) \mathbf{x}^{t_3}(\infty), \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{N} = e^{A_1 t_3} \mathbf{S} = & \begin{vmatrix} \Phi_{11}(t_3) & \Phi_{12}(t_3) \\ \Phi_{21}(t_3) & \Phi_{22}(t_3) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} N_{11} & N_{12} \\ N_{21} & N_{22} \end{vmatrix}; \\ N_{11} = & \Phi_{11}(t_3) S_{11} + \Phi_{12}(t_3) S_{21}, \\ N_{12} = & \Phi_{11}(t_3) S_{12} + \Phi_{12}(t_3) S_{22}, \\ N_{21} = & \Phi_{21}(t_3) S_{11} + \Phi_{22}(t_3) S_{21}, \\ N_{22} = & \Phi_{21}(t_3) S_{12} + \Phi_{22}(t_3) S_{22}. \end{aligned}$$

С учетом выражения для $\mathbf{x}^{t_3}(\infty)$ имеем

$$\begin{aligned} (\mathbf{1} - e^{A_1 t_3}) \mathbf{x}^{t_3}(\infty) = & (U_{\text{вх}} - U'_{\text{вых}}) \begin{vmatrix} 1 - \Phi_{11}(t_3) & -\Phi_{12}(t_3) \\ -\Phi_{21}(t_3) & 1 - \Phi_{22}(t_3) \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix} = \\ = & (U_{\text{вх}} + U'_{\text{вых}}) \begin{vmatrix} -\Phi_{12}(t_3) \\ 1 - \Phi_{22}(t_3) \end{vmatrix}. \end{aligned}$$

Тогда формулу для $\mathbf{x}(T_{\text{п}})$ можно представить в виде

$$\mathbf{x}(T_{\text{п}}) = \mathbf{N}\mathbf{x}(0) + U_{\text{вх}} \mathbf{M}_1 + U'_{\text{вых}} \mathbf{M}_2, \quad (23)$$

где матрицы-столбцы

$$\mathbf{M}_1 = e^{\Lambda_1 t_3} \left\| \begin{array}{c} -S_{12} \\ 1 - S_{22} \end{array} \right\| + \left\| \begin{array}{c} -\Phi_{12}(t_3) \\ 1 - \Phi_{22}(t_3) \end{array} \right\|;$$

$$\mathbf{M}_2 = e^{\Lambda_1 t_3} \left\| \begin{array}{c} -S_{12} \\ 1 + 2K_C - S_{22} \end{array} \right\| - \left\| \begin{array}{c} -\Phi_{12}(t_3) \\ 1 - \Phi_{22}(t_3) \end{array} \right\|.$$

Преобразуем выражения для \mathbf{M}_1 и \mathbf{M}_2 :

$$e^{\Lambda_1 t_3} \left\| \begin{array}{c} -S_{12} \\ 1 - S_{22} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \Phi_{11}(t_3) & \Phi_{12}(t_3) \\ \Phi_{21}(t_3) & \Phi_{22}(t_3) \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{c} -S_{12} \\ 1 - S_{22} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{c} -S_{12}\Phi_{11}(t_3) + (1 - S_{22})\Phi_{12}(t_3) \\ -S_{12}\Phi_{21}(t_3) + (1 - S_{22})\Phi_{22}(t_3) \end{array} \right\|;$$

$$\mathbf{M}_1 = \left\| \begin{array}{c} -S_{12}\Phi_{11}(t_3) - S_{22}\Phi_{12}(t_3) \\ 1 - S_{12}\Phi_{21}(t_3) - S_{22}\Phi_{22}(t_3) \end{array} \right\|;$$

$$e^{\Lambda_1 t_3} \left\| \begin{array}{c} -S_{12} \\ 1 + 2K_C - S_{22} \end{array} \right\| = \left\| \begin{array}{cc} \Phi_{11}(t_3) & \Phi_{12}(t_3) \\ \Phi_{21}(t_3) & \Phi_{22}(t_3) \end{array} \right\| \cdot \left\| \begin{array}{c} -S_{12} \\ 1 + 2K_C - S_{22} \end{array} \right\| =$$

$$= \left\| \begin{array}{c} -S_{12}\Phi_{11}(t_3) + (1 + 2K_C - S_{22})\Phi_{12}(t_3) \\ -S_{12}\Phi_{21}(t_3) + (1 + 2K_C - S_{22})\Phi_{22}(t_3) \end{array} \right\|;$$

$$\mathbf{M}_2 = \left\| \begin{array}{c} -S_{12}\Phi_{11}(t_3) + (2 + 2K_C - S_{22})\Phi_{12}(t_3) \\ -1 - S_{12}\Phi_{21}(t_3) + (2 + 2K_C - S_{22})\Phi_{22}(t_3) \end{array} \right\|.$$

Формулу (23) можно использовать для расчета переходных процессов в ППН, вычисляя значение $\mathbf{x}(T_n)$ при известном $\mathbf{x}(0)$ на интервалах времени, на которых сохраняется рассмотренный режим работы.

Авторами проведен численный эксперимент с целью проверки достоверности полученной математической модели. Результаты математического моделирования сравнивались с результатами имитационного моделирования преобразователя в среде Matlab-Simulink.

Эксперимент проводился в установившемся режиме при следующих числовых параметрах преобразователя:

- входное напряжение $U_{вх} = 24$ В;
- емкость колебательного контура $C_k = 2,2$ мкФ;
- индуктивность колебательного контура с учетом индуктивностей рассеяния первичной и вторичной обмотки, принятыми $0,1$ мкГн, составляет $L_k = 1,2$ мкГн;
- активное сопротивление колебательного контура с учетом сопротивления дросселя колебательного контура, активных со-

противлений первичной и вторичной обмоток трансформатора, сопротивлений проводящих ключей и диодов принято $r = 3 \text{ МОм}$;

-коэффициент трансформации трансформатора $n_{\text{тр}} = 9,5$.

При указанных параметрах преобразователя резонансная частота колебательного контура составляет $f_0 = 97953 \text{ Гц}$.

При математическом моделировании введена нормированная частота переключений силовых ключей $\omega_n = \omega \sqrt{L_k C_k}$, $\omega = 2\pi f$ [3], которая принимала значения, большие единицы.

Моделирование в среде Matlab-Simulink проводилось с переменным шагом моделирования, не превышающим 10^{-8} с , с решателем ode15s. В качестве начальных значений для математического моделирования принимались значения $i_k(0)$ и $u_{C_k}(0)$ имитационного моделирования в установившемся режиме. Расчет временных интервалов выполнялся решением нелинейных уравнений (7) и (17), значения переменных состояния в конце каждого интервала линейности рассчитывались по формулам (6), (16), (18) и (23). Результаты моделирования сведены в таблицу, в которой в верхней строке представлены результаты имитационного моделирования, а в нижней – математического моделирования. Анализ позволяет сделать вывод о высокой достоверности математической модели.

Литература:

1. Белов Г. А., Серебрянников А. В., Семенов Ю. М. Влияние емкости трансформатора на процессы в резонансном преобразователе в режиме прерывистого тока // Практическая силовая электроника. 2021. № 1(81). С. 8–20.

2. Белов Г. А., Павлова А. А. Анализ резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LLC методом основной гармоники // Практическая силовая электроника. 2018. № 1(69). С. 2–10.

3. Белов Г. А., Малинин Г. В. Сравнение резонансных преобразователей постоянного напряжения типов LLC и LCC // Практическая силовая электроника. 2023. № 3(91). С. 2–10.

Таблица

Сравнительный анализ имитационного и математического моделирования

$i_k(0), A$	$u_{c_i}(0), B$	t_1	$i_k(t_1), A$	$u_{c_i}(t_1), B$	t_2	$i_k(t_1+t_2), B$	$i_k(T_n), A$	$u_{c_i}(T_n), B$
$K_C = 0,2; \omega_n = 1,05; U_{\text{вых}} = 228,5B; R_n = 200M$								
-39,4	-122,3	273,5нс	0	-124,8B	568,4нс	72,1	39,4	122,4
		274,5нс	0	-124,8B	558,7нс	71,2	39,4	122,3
$K_C = 0,2; \omega_n = 1,05; U_{\text{вых}} = 188,3B; R_n = 100M$								
-165,6	-169,2	846,6нс	0	-201,7	423,3нс	81,0	165,9	169,1
		846,0нс	0	-201,8	419,8нс	80,3	165,8	169,2
$K_C = 0,2; \omega_n = 1,075; U_{\text{вых}} = 215,6B; R_n = 200M$								
-70,5	-106,6	531,0нс	0	-115,1	565,6нс	67,3	70,5	106,5
		531,5нс	0	-115,2	560,8нс	66,9	70,7	106,6
$K_C = 0,2; \omega_n = 1,075; U_{\text{вых}} = 155,5B; R_n = 100M$								
-180,9	-112,8	1,16мкс	0	-162,8	423,6нс	66,9	181,1	112,7
		1,16мкс	0	-162,8	419,5нс	66,4	181,0	112,8
$K_C = 0,2; \omega_n = 1,1; U_{\text{вых}} = 198,9B; R_n = 200M$								
-89,2	-88,6	745,7нс	0	-103,9	563,9нс	62,0	89,1	88,6
		744,0нс	0	-103,9	561,7нс	61,6	89,3	88,5
$K_C = 0,2; \omega_n = 1,1; U_{\text{вых}} = 129,1B; R_n = 100M$								
-171,2	-75,8	1,38мкс	0	-132,1	422,9нс	55,8	171,2	75,8
		1,36мкс	0	-132,1	418,2нс	55,3	171,2	75,7

Продолжение таблицы

$i_k(0), A$	$u_c(0), B$	t_1	$i_k(t_1), A$	$u_c(t_1), B$	t_2	$i_k(t_1+t_2), A$	$u_c(t_1+t_2), B$	$i_k(T_n), A$	$u_c(T_n), B$
$K_C = 0,8; \omega_n = 1,05; U_{\text{вых}} = 242,5B; R_n = 150M$									
-62,6	-185,7	314,5нс	0	-190,2	983,9нс	170,4	-149,2	62,4	185,7
		315,1нс	0	-190,2	982,1нс	170,2	-149,4	62,7	185,7
$K_C = 0,8; \omega_n = 1,05; U_{\text{вых}} = 207,1B; R_n = 100M$									
-169,4	-205,6	751,6нс	0	-234,9	830,1	175,9	-199,9	169,2	205,7
		749,6нс	0	-235,0	830,3	175,6	-200,1	169,5	205,6
$K_C = 0,8; \omega_n = 1,075; U_{\text{вых}} = 249,9B; R_n = 200M$									
-63,2	-143,7	384,7нс	0	-149,2	1,10мкс	153,2	-107,0	63,2	143,7
		383,4нс	0	-149,2	1,10мкс	153,1	-107,1	63,3	143,7
$K_C = 0,8; \omega_n = 1,075; U_{\text{вых}} = 168,6B; R_n = 100M$									
-200,5	-132,9	1,14мкс	0	-187,1	829,7нс	143,3	-158,6	200,4	133,0
		1,14мкс	0	-187,1	829,8нс	143,1	-158,7	200,5	132,9
$K_C = 0,8; \omega_n = 1,1; U_{\text{вых}} = 230,1B; R_n = 200M$									
-100,3	-119,0	676,3нс	0	-134,7	1,11мкс	140,9	-95,7	100,2	119,1
		677,0нс	0	-134,7	1,11мкс	140,5	-95,9	100,3	119,0
$K_C = 0,8; \omega_n = 1,1; U_{\text{вых}} = 136,9B; R_n = 100M$									
-189,8	-85,8	1,37мкс	0	-148,8	828,7нс	116,9	-125,6	189,9	85,8
		1,37мкс	0	-148,8	826,7нс	116,7	-125,7	189,9	85,8

О ПРИМЕНЕНИИ ТРАЕКТОРИЙ НА ПЛОСКОСТИ СОСТОЯНИЙ ДЛЯ ОПТИМАЛЬНОГО ПУСКА РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ТИПА LCC

Статья [1] интересна тем, что рассматривается применение метода пространства состояний для оптимального управления высоковольтным преобразователем типа LCC. Траектории исследуемой системы строятся на плоскости.

Алгоритм цифрового управления, реализованный на ПЛИС и работающий в реальном масштабе времени, разработан для обеспечения оптимального пуска резонансного преобразователя типа LCC с использованием оптимальной траектории на плоскости «сумма напряжений на последовательной и параллельной емкости – ток в резонансном контуре». Замкнутая траектория складывается из шести участков, соответствующих шести возможным режимам работы преобразователя за период переключений.

Отмечается, что для реализации разработанного алгоритма требуются громоздкие вычислительные ресурсы. В статье отсутствует описание процессов переключения силовых транзисторов на указанных этапах, отсылая заинтересованных лиц к ранее опубликованным работам авторов. Отмечается также целесообразность применения рентгеновской визуализации в неразрушающем контроле, благодаря высокому качеству рентгеновского изображения.

Приводятся результаты экспериментов на резонансном преобразователе на 140 кВ/42 кВт для генератора рентгеновского излучения. Параметры этой установки приведены в таблице.

Блок-схема рентгеновского генератора (рис. 1) состоит из источника питания для нагрева катодной нити, обеспечивающей эмиссию электронов; цепи высокого напряжения, обеспечивающей ускорение электронов, эмиттирующих с катода, к аноду, при соударении которого с анодом происходит рентгеновское излучение; таймера экспозиции, контролирующего продолжительность рентгеновского излучения.

Параметры схемы устройства

Параметр	Значение
Выходная мощность, $P_{\text{вых}}$	42 кВт
Входное напряжение, $U_{\text{вх}}$	500 ± 50 В
Выходное напряжение, $U_{\text{вых}}$	60 кВ ~ 140 кВ
Выходной ток, $I_{\text{вых}}$	10 мА ~ 350 мА
Сопротивление нагрузки, $R_{\text{н}}$	512 кОм
Соотношение обмоток трансформатора	15:301
Резонансная индуктивность, $L_{\text{к}}$	30 мкГн
Последовательный конденсатор резонансного контура, $C_{\text{к}}$	0,66 мкФ
Параллельный конденсатор резонансного контура, $C_{\text{п}}$	0,266 мкФ
Частота переключения, $f_{\text{перекл}}$	70 ~ 120 кГц

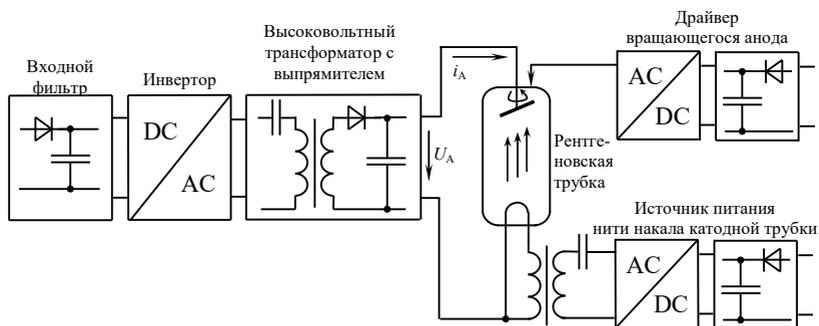


Рис. 1. Блок-схема рентгеновского генератора

Преобразователь типа LCC, используемый для питания анодной цепи высокого напряжения (рис. 2), отличается тем, что выходной высоковольтный трансформатор имеет три вторичные обмотки, от которых питаются симметричные диодные удвоители напряжения [2]. Выходы трех удвоителей напряжения соединены последовательно, образуя выходную высоковольтную цепь преобразователя.

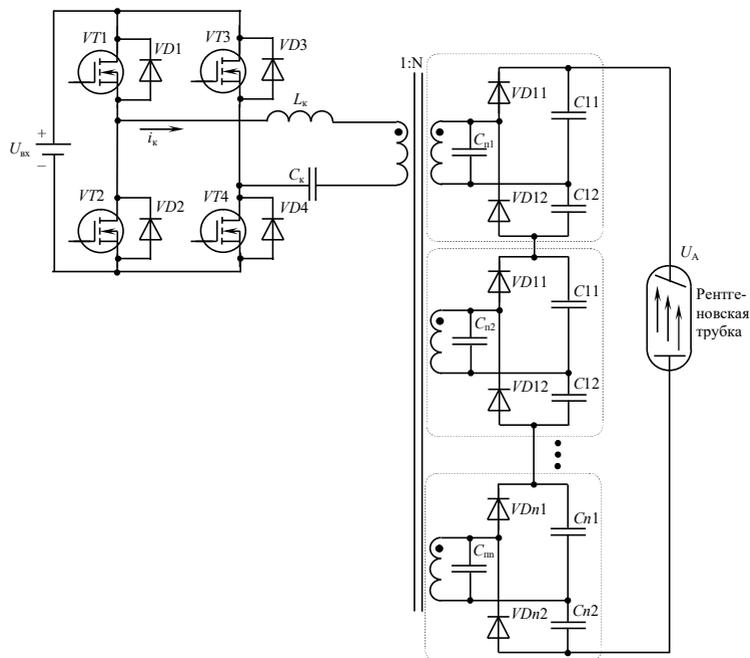


Рис. 2. Резонансный преобразователь типа LCC

Для исследования преобразователя типа LCC в литературе используются метод основной гармоники, который, однако, не обеспечивает высокой точности, и метод временного анализа. Авторами статьи рассмотрен метод пространства состояний, который применительно к рассматриваемому преобразователю усложняются большим числом (больше двух) переменных состояния. Приходится рассматривать проекции траекторий на плоскость [3]. С использованием современных ПЛИС-ов реализуется цифровое управление. Блок-схема преобразователя показана на рис. 3. В цепи регулирования частоты ППН используется ПИ-регулятор.

В статье предлагается управление плавным пуском резонансного преобразователя типа LCC по оптимальной траектории в режиме реального времени. Обеспечивается быстрое нарастание выходного напряжения без перерегулирования.

По вертикальной оси откладывается нормированное значение тока в резонансном контуре $i_k(t)$, по горизонтальной оси сумма нормированных значений напряжений на последовательном конденсаторе $U_{CкN}(t)$ и на параллельном конденсаторе $U_{CпN}(t)$.

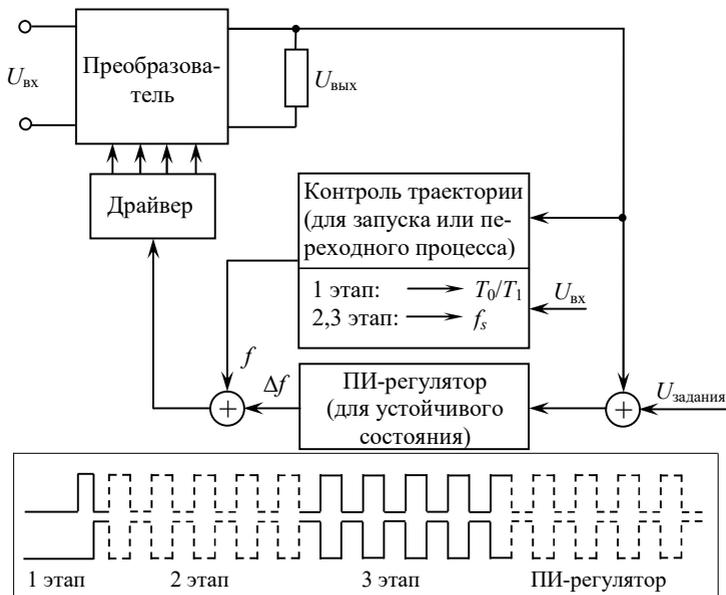


Рис. 3. Блок-схема гибридного управления резонансным преобразователем типа LCC

Траектории складываются из отрезков окружностей, центры и радиусы которых рассчитываются (использование отрезков окружностей показывает, что при расчетах не учитываются активные сопротивления колебательного контура).

Значение поправки частоты Δf , выдаваемой последовательным корректирующим устройством (ПИ-регулятором) добавляется к прогнозируемому значению частоты f , выдаваемому устройством оптимального управления, в котором вычисляется оптимальная траектория пуска ППН.

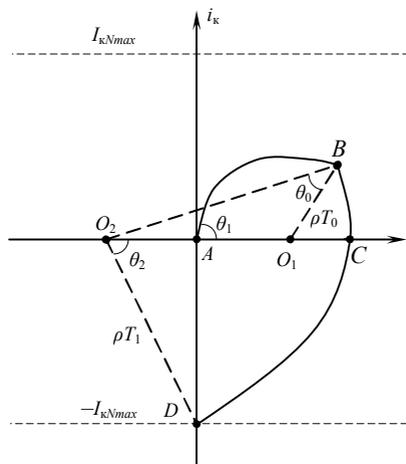


Рис. 4. Начальная траектория запуска резонансного преобразователя типа LCC

Запуск разделяется на три этапа (рис. 4). В начале запуска ППН работает в третьем режиме на участке траектории АВ, которая рассчитывается по приведенному уравнению окружности, открыты транзисторы VT1, VT4, происходит заряд последовательно соединенных емкостей. Далее ППН работает в шестом режиме с VT2 и VT4, чему соответствует участок траектории BCD и угол $\theta_1 + \theta_2$. Определяются интервалы времени T_0 и T_1 , на которых проводят ток ключи VT1, VT4 и VT2, VT3 соответственно. На втором этапе пуска обеспечивается движение изображающей точки по замкнутой траектории, когда максимальные значения тока в контуре поддерживаются постоянными.

Траектория цикла складывается из шести участков, соответствующих шести режимам работы преобразователя. Первый участок представляет собой дугу окружности радиуса R с центром $(1,0)$. Во втором режиме траектория представляет собой участок эллипса. В третьем режиме уравнение траектории такое же, как и в первом. Траектории для четвертого – шестого режимов симметричны траекториям первого – третьего режимов.

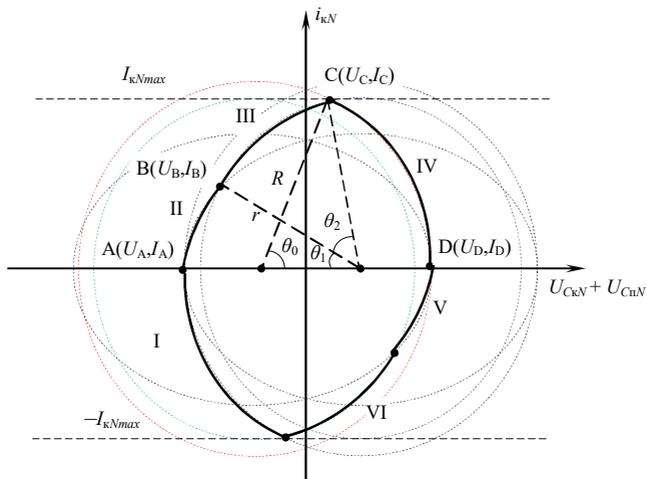


Рис. 5. Траектория резонансного преобразователя LCC типа на 2 этапе

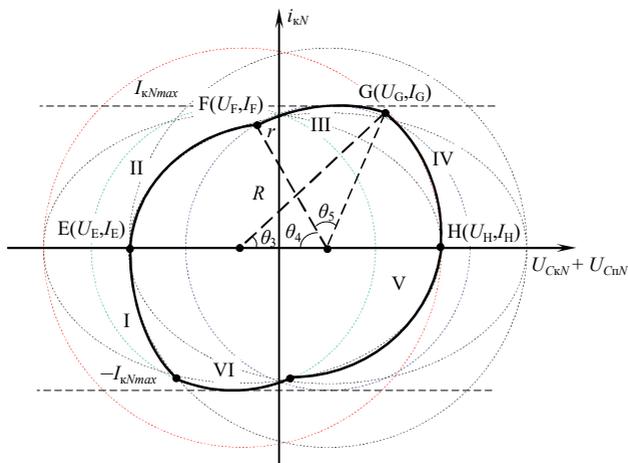


Рис. 6. Траектория резонансного преобразователя LCC типа на 3 этапе

Для сравнения на рис. 7 приведены временные диаграммы для пуска резонансного преобразователя типа LCC с выходным мостовым выпрямителем с постоянной частотой переключений. Через C_{Π} обозначена емкость параллельного конденсатора, приведенная к первичной обмотке выходного трансформатора.

На рис. 7 показан пуск LCC-преобразователя без цепей коррекции фазовой траектории [4]. Диаграммы построены при следующих параметрах схемы:

- входное напряжение $U_{вх} = 24 \text{ В}$;
- емкость колебательного контура $C_k = 2,2 \text{ мкФ}$;
- емкость конденсатора, подключенного к зажимам вторичной обмотки трансформатора, $C_{п2} = 0,0195 \text{ мкФ}$;
- индуктивность колебательного контура с учетом индуктивностей рассеяния первичной и вторичной обмотки, принятыми $0,1 \text{ мкГн}$, составляет $L_k = 1,2 \text{ мкГн}$;
- активное сопротивление колебательного контура с учетом активных сопротивлений потерь в дросселе и трансформаторе принято $r = 3 \text{ мОм}$;
- коэффициент трансформации трансформатора $n_{тр} = w_2/w_1 = 9,5$;
- емкость конденсатора, подключенного к зажимам вторичной обмотки трансформатора, $C_{п2} = 0,0195 \text{ мкФ}$, что соответствует емкости $C_{п1} = n_{тр}^2 C_{п2} = 1,76 \text{ мкФ}$ (рис. 8);

При указанных параметрах преобразователя резонансная частота колебательного контура составляет $f_0 = 97953 \text{ Гц}$. При моделировании частота переключения силовых ключей составила $f = 105300 \text{ Гц}$.

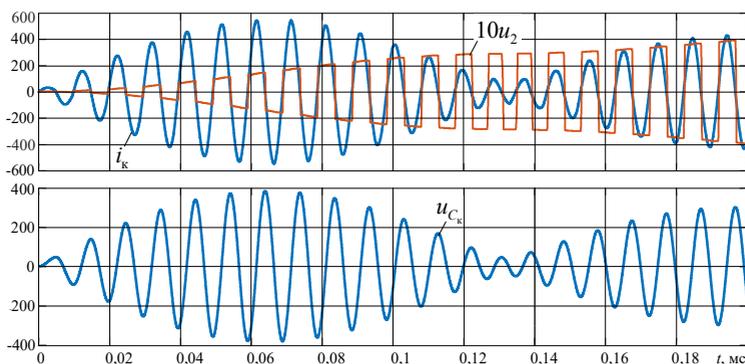


Рис. 7. Диаграммы пуска LCC-преобразователя:

i_k – ток колебательного контура; u_{C_k} – напряжение на конденсаторе C_k колебательного контура; u_2 – напряжение на вторичной обмотке трансформатора

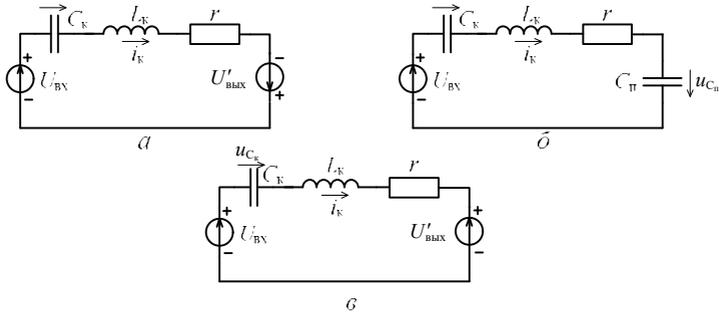


Рис. 8. Схемы замещения LCC-преобразователя: *а* – на интервале отрицательного тока i_K и наличии импульса управления транзисторами VT1 и VT4; *б* – на интервале закрытого состояния диодов выходного выпрямителя и перезаряда емкости C_{II} от $-U'_{ВЫХ}$ до $+U'_{ВЫХ}$; *в* – на интервале положительного тока i_K и наличии импульса управления транзисторами VT2 и VT3

Анализ временных диаграмм показывает, что при пуске LCC-преобразователя амплитуда тока колебательного контура и напряжения на конденсаторе C_K в 2 и 2,27 раза соответственно превысили значения амплитуд в установившемся режиме. Значит, обеспечение оптимального пуска, разработанного в [1], является целесообразным.

Литература

1 Zhennan Zhao, Shanlu Zhang, Lei Li, Shengfang Fan, Cheng Wang. Digital implementation of LCC Resonant Converters for X-ray Generator with Optimal Trajectory Startup Control. World Electr. Veh. J. 2022, 13, 71.

2. Белов Г. А. Системы управления полупроводниковыми преобразователями: монография. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. 284 с.

3. Белов Г. А. Математические основы динамики нелинейных дискретных электронных систем. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 1999. 323 с.

4. Белов Г. А., Малинин Г. В. Сравнение резонансных преобразователей постоянного напряжения типов LLC и LCC // Практическая силовая электроника, 2023. №3 (91). С. 2–9.

АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ ИНВЕРТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ С ГИСТЕРЕЗИСНЫМ КОМПАРАТОРОМ

Рассмотрены три схемы автоколебательного автономного инвертора (усилитель класса «D»): первая схема – простая, вторая схема – с обратной связью со входа фильтра, третья – с положительной обратной связью со входа фильтра и отрицательной обратной связью с выхода фильтра [1–3]. Получены расчетные выражения для частоты автоколебаний и среднего значения выходного напряжения. Рассмотрены недостатки схемных решений и предложены пути борьбы с ними.

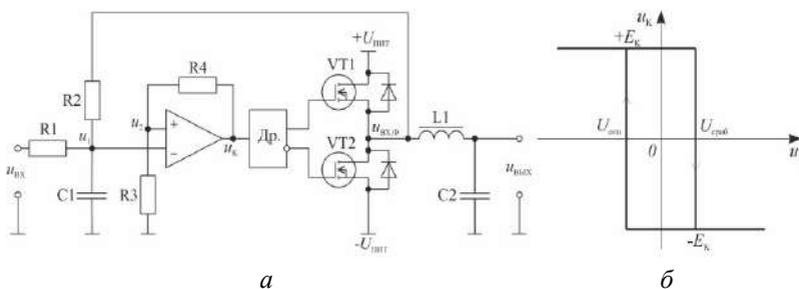


Рис. 1. Простая схема автоколебательного инвертора (а), характеристика вход-выход компаратора (б); E_k – напряжение питания компаратора, выполненного на операционном усилителе; Др – драйвер

Схема полумостового инвертора с разностной ШИМ вместе с драйвером и регенеративным компаратором представлена на рис. 1, а. Преимущество разностной ШИМ состоит в простоте получения малых выходных напряжений. При обычной ШИМ2 это представляет большие технические трудности, поскольку требует формирование коротких импульсов на входе сглаживающего фильтра, которые однако сильно искажаются за счет конечных длительностей фронта и спада.

Частота автоколебаний и среднее значение выходного напряжения для схемы на рис. 1, а определяются формулами

$$f \approx \frac{(K_2 U_{\text{ПИТ}} - b)^2 - (K_1 u_{\text{ВХ}})^2}{4T_{\text{И}} b (K_2 U_{\text{ПИТ}} - b)},$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = (u_{\text{ВХ.Ф}})_{\text{СР}} = -\frac{K_1 U_{\text{ПИТ}} u_{\text{ВХ}}}{K_2 U_{\text{ПИТ}} - b},$$

где $U_{\text{СРАБ}} = b$, $U_{\text{ОТП}} = -b$, $T_{\text{И}} = (R_1 \parallel R_2)C_1$ – постоянная времени интегрирующей цепи, K_1 , K_2 – коэффициенты передачи $K_1 = R_2 / R_1 + R_2$, $K_2 = R_1 / R_1 + R_2$.

Работа схемы иллюстрируется временными диаграммами на рис. 2, а.

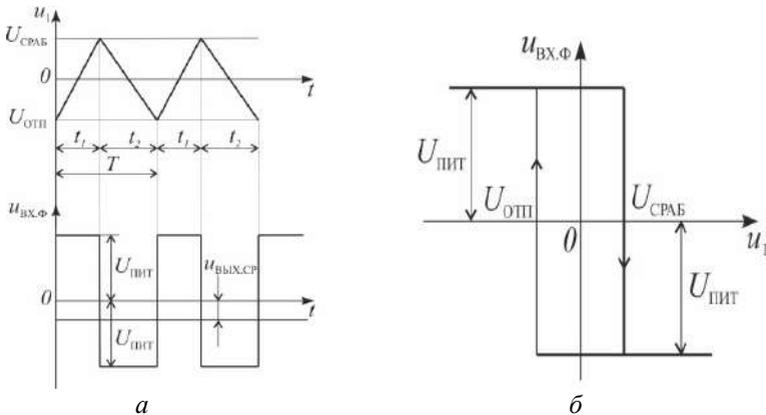
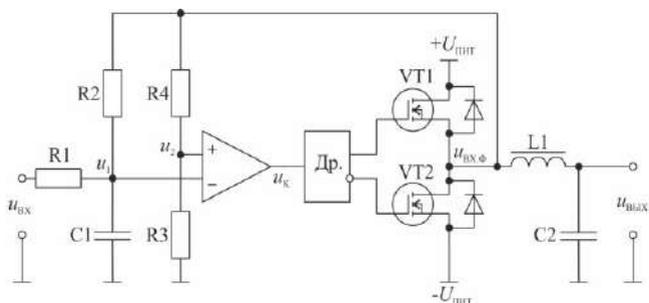
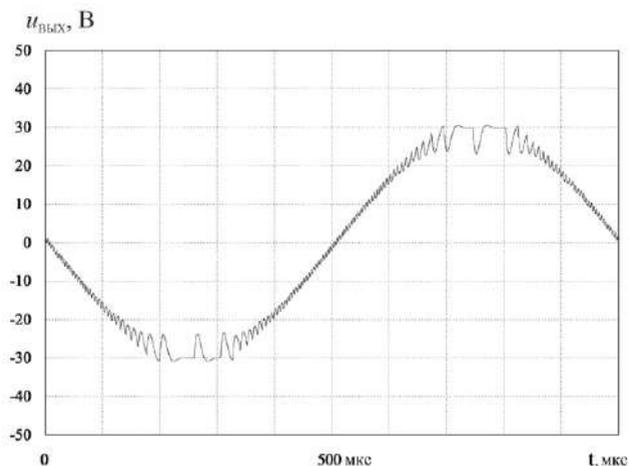


Рис. 2. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы на рис. 1, а (а); нелинейная характеристика $u_{\text{ВХ.Ф}} = F(u_1)$ (б)

Вторая схема с обратными связями со входа фильтра (рис. 3, а) получается из схемы на рис. 1, а, если перебросить верхний вывод делителя R_3 , R_4 с выхода компаратора на вход сглаживающего фильтра. Тогда релейным элементом становится вся схема, включая компаратор и выходной каскад, характеристика $u_{\text{ВХ.Ф}} = F(u_1)$ будет такой, как на рис. 2, б.



а



б

Рис. 3. Схема усилителя с обратной связью со входа фильтра (а); экспериментальная осциллограмма выходного напряжения взятая из [2] (б)

Частота автоколебаний и среднее значение выходного напряжения для второй схемы определяются формулами

$$f \approx \frac{(K_2 - K_d)^2 - (K_1 u_{вх} / U_{пит})^2}{4K_d (K_2 - K_d) T_i},$$

$$u_{вых.ср} \approx -\frac{K_1 u_{вх}}{K_2 - K_d},$$

где $K_d = R_3 / (R_3 + R_4)$.

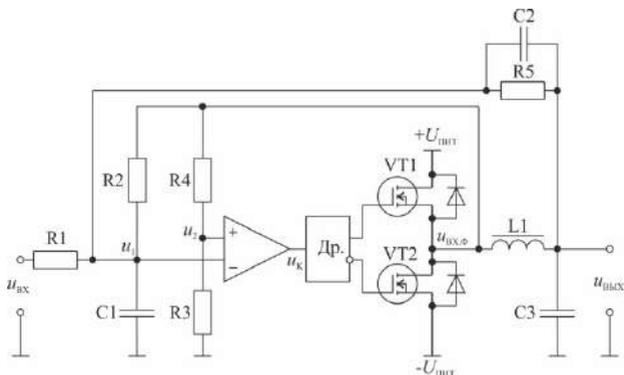


Рис. 4. Схема инвертора с дополнительной отрицательной обратной связью с выхода фильтра

Третья схема (рис. 4) существенно отличается от первых двух тем, что введена отрицательная обратная связь по напряжению $u_{\text{вых}}$ через цепь R_5, C_2 .

Для расчета цепи отрицательной обратной связи целесообразно учесть ее динамику. Поскольку выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ мало меняется за период переключений T , можно воспользоваться усредненными за время T уравнениями.

Частота автоколебаний и среднее значение выходного напряжения

$$f = \frac{(K_2 U_{\text{пит}} - b)^2 - (K_1 u_{\text{вх}} + u_{\text{ос}})^2}{4T_1 (K_2 U_{\text{пит}} - b)b},$$

$$u_{\text{вых}} \approx (u_{\text{вх.ф}})_{\text{ср}} = -\frac{(K_1 u_{\text{вх}} + u_{\text{ос}})U_{\text{пит}}}{K_2 U_{\text{пит}} - b},$$

где $u_{\text{ос}} = K_{\text{ос}}(u_{\text{вых}} + T_{\text{ос}} du_{\text{вых}} / dt)$, $T_{\text{ос}} = R_5 C_2$.

Очевидными недостатками первой схемы являются зависимость коэффициента усиления от $U_{\text{пит}}$ и частоты автоколебаний от входного напряжения. Во второй схеме зависимость коэффициента усиления от $U_{\text{пит}}$ отсутствует, но зависимость частоты

автоколебаний от входного напряжения сохраняется. В третьей схеме удалось существенно снизить зависимость частоты автоколебаний от входного напряжения за счет дополнительного контура обратной связи.

Литература

1. INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT). International Application Number: PCT/IB2003/001253. Inventor/Applicant (for US only): Putzeys Bruno, J., G. [BE/NL]; Prof. Holstlaan 6, NL-5656 AA Eindhoven (NL). Agent: GROENENDAAL, Antonius, W., M.; Philips Intellectual Property & Standards, Prof.

2. *Bruno Putzeys*. Simple Self-Oscillating Class D Amplifier with Full Output Filter Control. AES 118th Convention, Barcelona, Spain, 2005 May 28-31.

3. *Белов Г. А.* Автоколебательный усилитель мощности класса D с однозначной характеристикой релейного элемента // *Нелинейный мир*. 2009. № 9, Т. 7. С. 665–674.

4. *Волович Г. И.* Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых устройств. М.: ДМК Пресс, 2018, 636 с.

5. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. М.: Бином, 2024. 704 с.

6. *Ленк Дж.* 500 практических схем на популярных ИС. М.: ДМК Пресс, 2001. 448 с.

7. *Белов Г. А., Серебрянников А. В., Гаранин С. Г.* Расчет и анализ процессов в реверсивных импульсных преобразователях с двусторонней разностной широтно-импульсной модуляцией // *Электричество*. 2013. № 2. С. 42–53.

8. *Белов Г. А.* Системы управления полупроводниковыми преобразователями. Монография. Чуваш. гос. ун-т им. И.Н. Ульянова. Чебоксары. Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. 284 с.

9. *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов: учеб. пособие для вузов. СПб.: Лань, 2022. 608 с.

В данной работе получены выражения для указанных частотных зависимостей с использованием малосигнальной электрической модели системы с системой управления на основе запаздывающей обратной связи. Проведено сравнение частотных зависимостей для систем с управлением НДП и без управления НДП. Показано, что введение управления НДП оказывает определенное влияние на характер рассматриваемых частотных зависимостей.

На рис. 2 представлены АФЧХ входного и выходного сопротивлений непосредственного преобразователя напряжения II-рода. Из рис. 2, *а* видно, что введение управления НДП оказывает выраженное влияние на частотную зависимость фазы входного сопротивления в области средних частот, что нужно учитывать при проектировании многокаскадных систем электропитания. В то же время модуль сопротивления меняется не существенно. Анализ АФЧХ выходного сопротивления (рис. 2, *б*) говорит о том, что частотная зависимость модуля имеет экстремальный характер и при наличии управления НД, модуль сопротивления на резонансной частоте снижается.

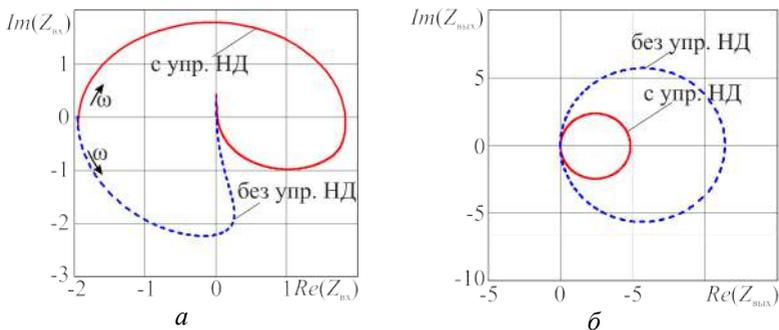


Рис. 2. Диаграмма Найквиста для входного (*а*) и выходного (*б*) сопротивлений

Литература

1. Белов Г. А. Теория импульсных преобразователей. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. 330 с.
2. Дмитриков В. Ф., Шушпанов Д. В. Устойчивость и электромагнитная совместимость устройств и систем электропитания М.: Горячая линия-Телеком, 2019. 540 с.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДВУХЗВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

В связи с интенсивным развитием электроники растут требования к системам электропитания. Современные системы электропитания чаще всего являются составными, т.е. могут включать нескольких последовательно или параллельно соединенных импульсных преобразователей напряжения, каждый из которых имеет индивидуальную систему управления. В таком случае основным вопросом является проблема обеспечения устойчивости такой системы. Наиболее полную картину о динамике такой системы дает нелинейная динамическая модель.

В данной работе была разработана кусочно-линейная математическая модель двух последовательно соединенных импульсных непосредственных повышающих преобразователей напряжения с индивидуальными системами уравнения. Для такой системы характерно периодическое переключение вентилях, входящих в состав силовой части. В данном случае используется всего четыре вентиля – два диода и два транзистора. Таким образом, в пределах одного тактового интервала, возможно, всего четыре момента коммутации. В каждый момент коммутации силовая часть меняет топологию. В этом случае изменяются и параметры векторно-матричных уравнений, описывающие процессы, протекающие в системе. Переход от одного участка линейности к другому осуществляется с использованием метода припасовывания.

Был составлен алгоритм определения моментов коммутации. Основная сложность в его реализации заключалась в том, что необходимо было учесть особенности каждого импульсного преобразователя, образующего рассматриваемую систему. Такая необходимость обусловлена тем, что каждый каскад может выступать автономной единицей электропитания со своей, отличной от других, системой управления.

Математическая модель была реализована посредством кода на языке Matlab. Для оценки результатов в среде

Matlab/Simulink была реализована компьютерная модель рассматриваемой системы посредством структурных и математических блоков, входящих в состав пакета. В обеих моделях были установлены одинаковые параметры системы, а также задано равное количество точек для моделирования на одном тактовом интервале. В результате проведенных опытов, было установлено, что математическая модель производит расчет системы за 29 с, в то время как компьютерная модель за 44 с. Результаты моделирования представлены на рис. 1.

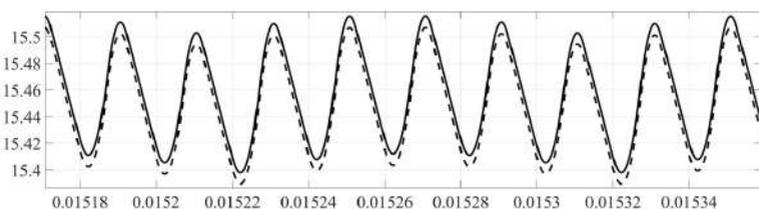


Рис. 1. Напряжение на выходе: математическая модель – сплошная линия; имитационная модель – пунктирная линия

При этом с помощью вычитания вектора мгновенных значений фазовых переменных, полученных в результате математического моделирования, из вектора мгновенных значений, полученных с помощью имитационного моделирования, был получен вектор абсолютной ошибки (рис. 2).

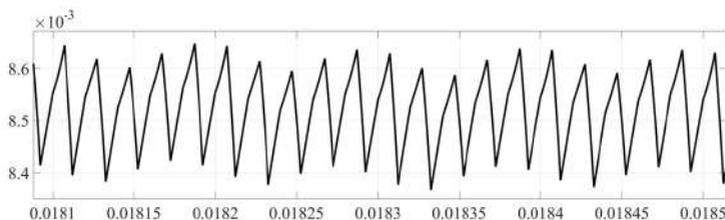


Рис. 2. Абсолютная ошибка выходного напряжения

Из рис. 2 видно, что абсолютная ошибка на протяжении всего времени моделирования не превышает 9 мВ, что эквивалентно примерно 0,6%, и является приемлемым результатом.

ОБРАТНОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С СИНХРОННЫМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ

Преобразователи с синхронным переключением позволяют получить высокий КПД, особенно при больших токах, за счет снижения потерь на проводимость путем замены диодов на синхронно управляемые транзисторы [1, 2]. В предлагаемой работе рассматривается замкнутая система управления обратноходовым преобразователем постоянного напряжения (ППН) с синхронным выпрямителем, реализованная на микросхемах LT8316 и LT8309 (рис. 1).

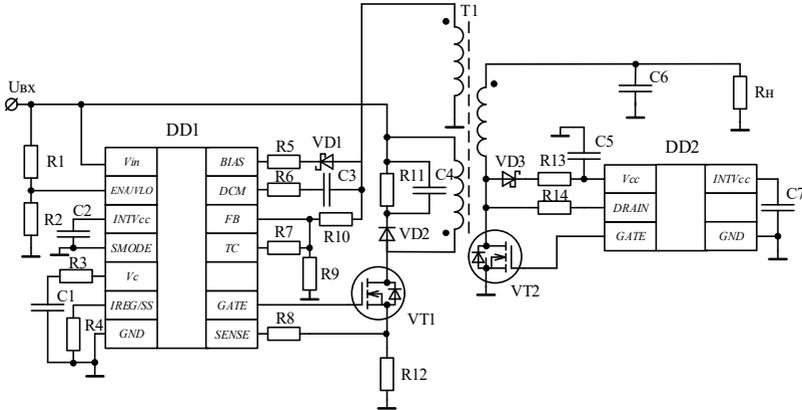


Рис. 1. Схема обратноходового ППН с системой управления

Микросхема DD2 LT8309 является драйвером синхронного выпрямителя на транзисторе VT2. Назначение выводов микросхемы представлено в таблице.

Таблица

Назначение выводов микросхемы LT8309

Название	№	Описание
<i>GATE</i>	1	Вывод драйвера затвора <i>n</i> -канального транзистора
<i>GND</i>	2	«Земля»

<i>INTVcc</i>	3	Вывод регулируемого источника питания для внутренних цепей микросхемы и питания драйвера затвора. Питание осуществляется от <i>Vcc</i>
<i>Vcc</i>	4	Вывод напряжения питания микросхемы
<i>DRAIN</i>	5	Вывод измерения напряжения сток-исток внешнего транзистора

Система управления синхронным выпрямителем основана на отслеживании значения напряжения сток-исток $U_{СИ}$ транзистора VT2 (рис. 2). После запираания транзистора VT1 на первичной стороне обратногоходового ППН через вторичную обмотку трансформатора Т1 и встроенный антипараллельный диод транзистора VT2 начинает протекать ток, вызывая падение напряжения на нем. Когда напряжение $U_{СИ}$ становится меньше порогового уровня $U_{пор2}$, на затвор VT2 подается управляющий импульс. Транзистор VT2 открывается, и падение напряжения сток-исток уменьшается (стремится к нулю), так как ток проходит через открытый канал транзистора.

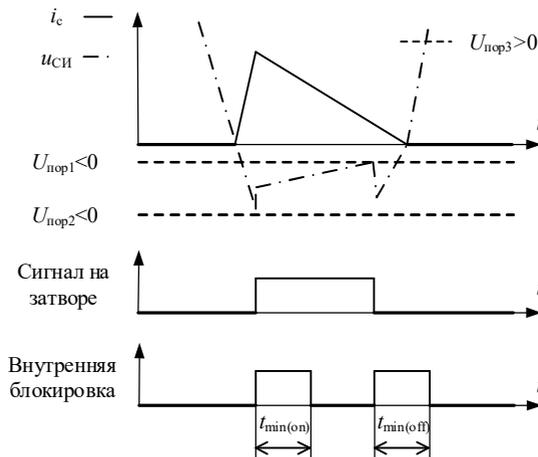


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие принцип управления синхронным выпрямителем

Ток во вторичной обмотке постепенно спадает, а вместе с ним уменьшается и напряжение на транзисторе. Когда оно достигает порогового уровня $U_{пор1}$, подача на затвор управляющего импульса прекращается и VT2 закрывается. Ток снова проходит через встроенный диод, из-за чего наблюдается небольшой всплеск отрицательного напряжения сток-исток. После достижения $U_{СИ}$ уровня $U_{пор3}$, предустановленного в LT8309 и равного 1,22 В, микросхема готова повторить цикл управления. Изменение напряжения $U_{ЗИ}$ в зависимости от напряжения $U_{СИ}$ иллюстрируется рис. 3.

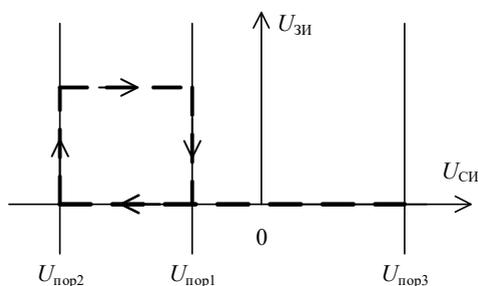


Рис. 3. Диаграмма изменения напряжения $U_{ЗИ}$

Для предотвращения ложного срабатывания при пороговых уровнях $U_{пор1}$ и $U_{пор2}$ предусмотрено предустановленное микросхемой мертвое время, в течение которого управляющий импульс сохраняет низкое или высокое значение соответственно. Значение $U_{пор1}$ задается резистором R14 (см. рис. 1) по следующей формуле:

$$U_{пор1} = 0,02 - 10^{-5} R_{14} .$$

Значение $U_{пор2}$ на 80 мВ ниже, чем $U_{пор1}$.

Реализация схемы обратноходового ППН с синхронным переключением в программе LTspice представлена на рис. 4.

Все элементы электрической схемы выбраны таким образом, чтобы получить 5 В на резистивной нагрузке. Осциллограмма выходного напряжения приведена на рис. 5.

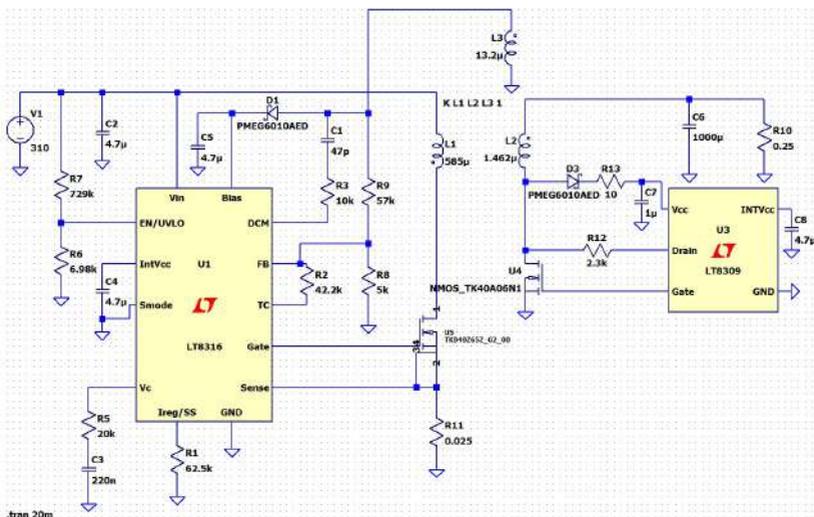


Рис. 4. Модель обратноходового ППН в LTspice

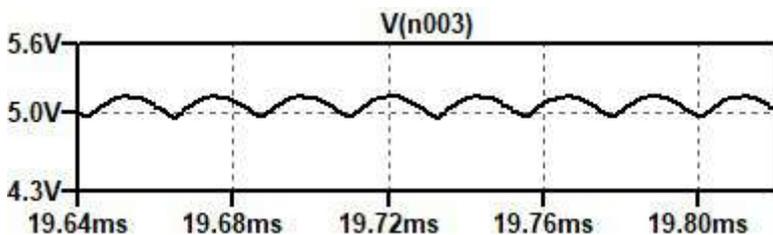


Рис. 5. Осциллограмма выходного напряжения

Литература

1. *Gerry Moschopoulos*. DC-DC Converter Topologies. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Ltd, 2024. P. 82–83.
2. *Ned Mohan, Siddharth Raju*. Power Electronics, A First Course: Simulations and Laboratory Implementations. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Ltd, 2022. P. 66.

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ РЕЗОНАНСНОГО ПОЛУМОСТОВОГО LLC-КОНВЕРТОРА

В последние годы анализу, расчету и моделированию режимов работы LLC-конверторов уделяется большое внимание [1, 2], что связано с рядом преимуществ таких преобразователей.

Simulink-модель асимметричного полумостового резонансного LLC-конвертора представлена на рис. 1. Система управления Subsystem обеспечивает переключение MOSFET-транзисторов с частотой 200 кГц. Каждый полупериода инвертирования открыт один из ключей. Для предотвращения сквозного тока транзисторы работают с коэффициентом заполнения 48%.

Последовательный резонансный контур, состоит из резонансного конденсатора C_r , катушки индуктивности L_r и индуктивности намагничивания трансформатора L_m .

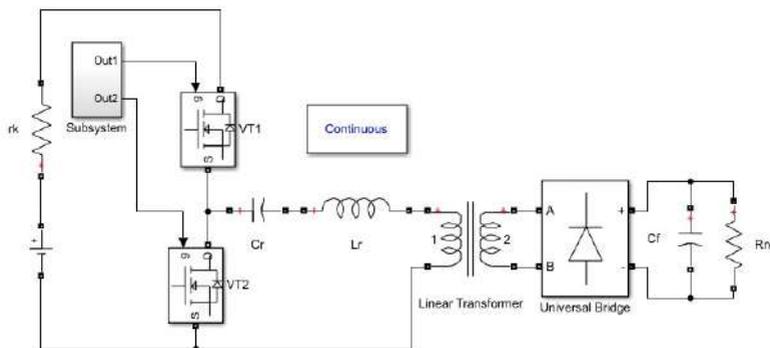


Рис. 1. Simulink-модель полумостового резонансного LLC-конвертора

Осциллограммы токов и напряжений, соответствующие работе конвертора на резонансной частоте, приведены на рис. 2.

В схеме реализуется переключение при нуле напряжения на первичной стороне (режим *ZVS*), что обеспечивает мягкую коммутацию диодов выпрямителя на вторичной стороне. Ток в ре-

резонансном контуре имеет практически синусоидальную форму (THD = 0,012).

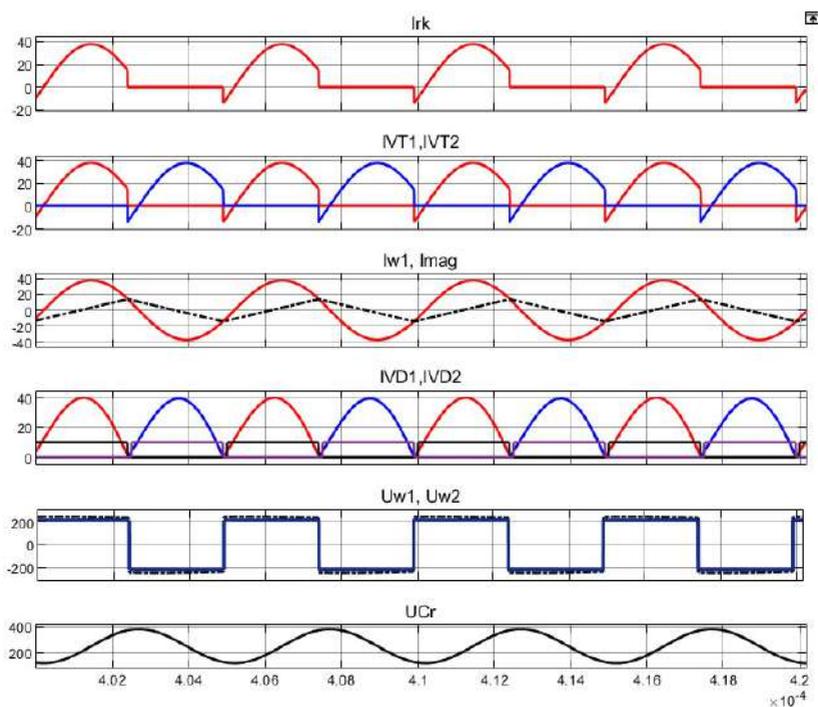


Рис. 2. Токи и напряжения LLC-конвертора, работающего на резонансной частоте

Для регулирования значения выходного напряжения необходимо изменять частоту переключения транзисторов инвертора и, как следствие, преобразователь должен будет работать на частотах, отличных от резонансной.

При работе преобразователя на частоте, значение которой ниже резонансной (рис. 3), ток в резонансном контуре уменьшается до значения тока намагничивания еще до окончания импульса управления. Как следствие диоды моста выпрямителя выключаются и передача мощности от источника питания в нагрузку прекращается.

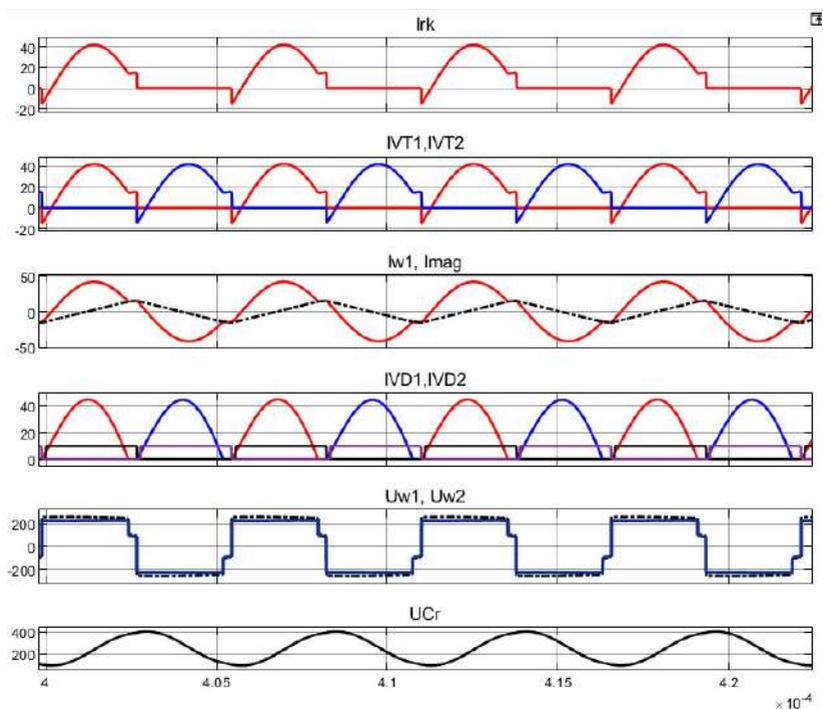


Рис. 3. Токи и напряжения LLC-конвертора, работающего на частоте, ниже резонансной

На рис. 3 хорошо видно, что при снижении частоты на 10% ниже резонансного значения преобразователь еще может обеспечивать режим *ZVS* на первичной и мягкую коммутацию выпрямительных диодов на вторичной стороне. Но значения токов всех ключей – и транзисторов, и диодов – повышаются, что приводит к увеличению потерь проводимости, как на первичной, так и на вторичной сторонах [3]. Если частота инвертирования станет слишком низкой, то режим *ZVS* на первичной стороне будет нарушен, что приведет к большим потерям при переключении.

В случае, когда преобразователь работает на частоте выше резонансной (рис. 4), при достижении времени, равного половине периода инвертирования, резонансная половина цикла не завершается, а прерывается началом второго полупериода переключения. Выпрямительные диоды моста не коммутуются

мягко, возрастают потери обратного восстановления. В этом режиме в колебательном контуре протекает меньший ток, что приводит к уменьшению мощности, передаваемой в нагрузку. Когда частота переключений не на много больше значения резонансной частоты, преобразователь может обеспечивать режим *ZVS* на первичной стороне, но ток в резонансном контуре не является синусоидальным. Так, при 10%-м превышении частоты $THD = 0,1$.

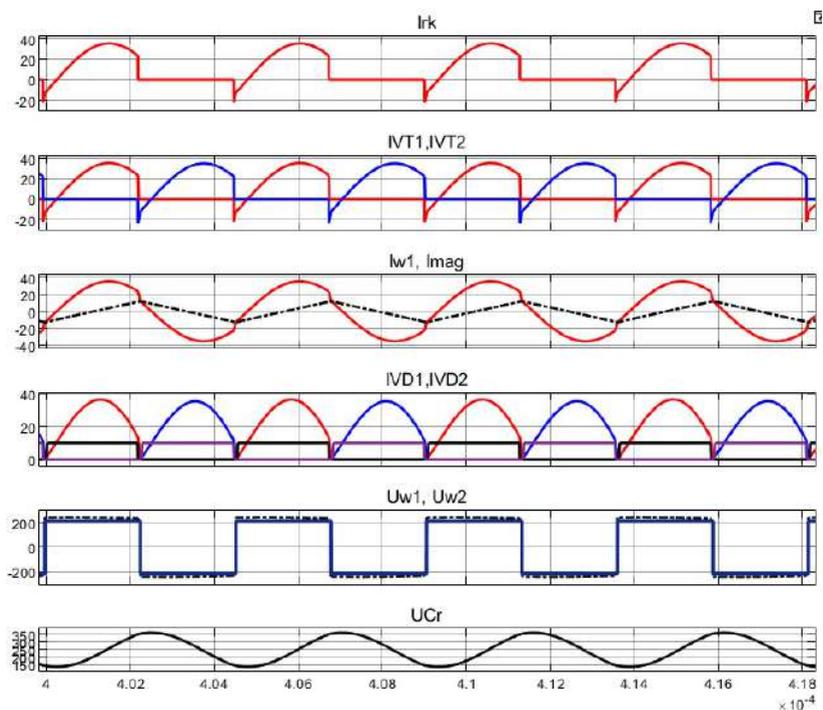


Рис. 4. Токи и напряжения LLC-конвертора, работающего на частоте, выше резонансной

Изменением частоты переключения транзисторов инвертора можно регулировать параметры электрического режима работы преобразователя и мощность, передаваемую в нагрузку [4]. На рис. 5 представлены регулировочные характеристики полумостового LLC-конвертора, подтверждающие эту возможность.

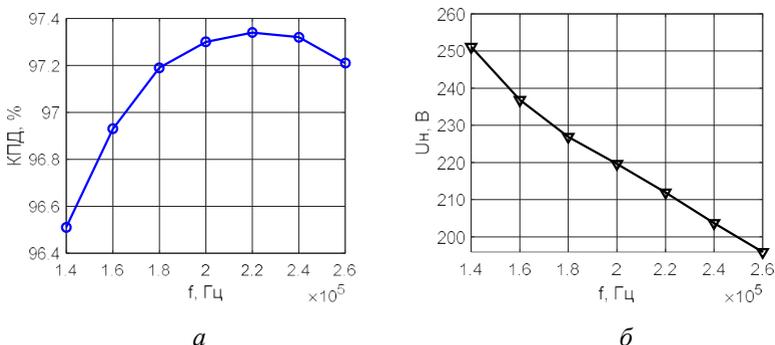


Рис. 5. Регулировочные характеристики полумостового LLC-конвертора

Наилучший режим работы преобразователя наблюдается в окрестности резонансной частоты и преимущества LLC-преобразователя проявляются в полной мере. При номинальной нагрузке КПД конвертора достигает более чем 97,3 %.

Литература

1. Белов Г. А., Малинин Г. В., Потанов А. Г. Режимы работы резонансных преобразователей типа LLC // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 105–111.

2. Быков К. В., Лазарева Н. М., Павлов Ю. В. расчет параметров силовой части резонансного мостового LLC-конвертера. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2022618610, 13.05.2022. Заявка № 2022618090. Дата регистрации 05.05.2022.

3. Защита от перегрузок в LLC-конверторах. К. В. Быков [и др.] // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 10-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. С. 38–42.

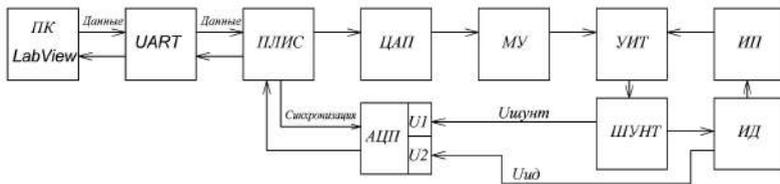
4. Системы управления LLC-конвертором. Н. И. Шаварин [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. С. 225–230.

Беспалов Н.Н., Горячкин Ю.В., Панькин К.Ю.
(Саранск, МГУ им. Н.П. Огарева)

РАЗРАБОТКА МОДУЛЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВЫХ ДИОДОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЛИС

При диагностике качества изготовления силовых диодов (СД) важнейшими параметрами критериями годности являются их электрические параметры в состоянии высокой проводимости (СВП). При этом основным параметром является импульсное напряжение в прямом направлении U_{FM} , которое измеряется при пропускании через испытуемый диод (ИД) импульса прямого тока i_F . В условиях проведения испытаний СД [Лит.] при этом не указывается форма и длительность импульсов тока i_F , а указывается только амплитуда, которая не должна превышать 3,14-кратное значение максимального допустимого среднего прямого тока. При этом изготовители самостоятельно устанавливают длительность испытательного импульса в пределах от 0,5 мс до 10 мс. С нашей точки зрения при испытании СД в СВП наиболее эффективнее использовать формирователи импульсов прямого тока i_F трапециевидальной формы.

В данной работе рассматривается модуль для испытания СД в СВП с использованием ПЛИС, управляемой сигналами с персонального компьютера (ПК), которая используется в качестве источника управляющего напряжения и передачи в ПК измерительной информации по параметрам испытательного тока и напряжения на ИД в СВП. На рисунке представлена структурная схема разработанного измерительного модуля.



Структурная схема автоматизированного устройства

Работа устройства осуществляется следующим образом. Управляющая программа на ПК через интерфейс UART запускает программу в ПЛИС. ПЛИС на своих выходах формирует n -разрядный двоичный код на входах ЦАП, параллельно этому с ПЛИС на АЦП поступает сигнал синхронизации, с помощью которого запускается процесс измерения напряжения на шунте ШУНТ, пропорционального току i_F через испытуемый диод (ИД), и напряжения u_F на ИД. На выходе ЦАП формируется сигнал напряжения трапецеидальной формы, который через масштабирующий усилитель МУ поступает на вход управляемого источника прямого тока (УИТ). С выхода УИТ через ИД формируется импульс испытательного тока i_F трапецеидальной формы. На интервале всего времени испытания с АЦП на ПЛИС поступают данные измерения тока через ИД и напряжения на нем в виде n -разрядного двоичного кода, которые сохраняются в памяти ПЛИС. После того как испытание закончилось, ПЛИС через интерфейс UART передает полученные результаты измерений в ПК, где с помощью программы LabView проводится окончательная обработка полученных результатов испытания ИД в СВП.

Таким образом, разработанный модуль позволяет формировать через ИД в СВП импульсы тока i_F трапецеидальной формы различной длительности и амплитуды I_{FM} , измерять импульсное напряжение u_F на ИД и отправлять полученные данные на ПК. Данный модуль разрабатывается для определения вольтамперной характеристики СД, рассчитанных на предельный ток в СВП до 100 А, с целью диагностики качества их изготовления, а также для исследования их параметров при разработке новых типов.

Литература

ГОСТ 24461-80 (СТ СЭВ 1656-79) Группа Е69. Государственный стандарт союза ССР. Приборы полупроводниковые силовые. Методы измерений и испытаний. Текст непосредственный.

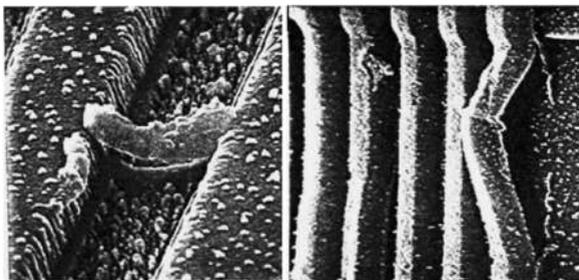
Демкин П.М., Беспалов Н.Н.
(Саранск, МГУ им. Н.П. Огарева)

О ПРОИЗВОДСТВЕННОЙ ДИАГНОСТИКЕ ЦИФРОВЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Современные цифровые интегральные микросхемы (ЦИМС) производятся на так называемых «тонких» технологических процессах. Основным параметром технологического процесса является величина под названием минимальная проектная норма [1].

Уменьшение технологических норм усложняет производство ЦИМС, что неизбежно приводит к увеличению процента бракованных изделий. Брак при производстве ЦИМС может быть связан с несовершенством технологии. Например, к дефектам в изделии могут приводить наличие неконтролируемых загрязнений в чистых производственных помещениях или некачественные материалы, используемые при производстве ЦИМС.

Основными видами дефектов являются замыкания проводников на шины питания или земли, а также замыкание между собой. На рисунке изображены типовые дефекты замыкания проводников, вызванные загрязнениями или искривлениями проводящих дорожек в готовых изделиях.



Типовые дефекты замыкания проводников, вызванные по причинам загрязнения или искривления проводящих дорожек

В независимости от причин возникновения дефектов ЦИМС, с высокой степенью вероятности, изменит свое функциональное поведение, причем из-за непредсказуемости места по-

явления, качества и количества дефектов функциональность ЦИМС изменится также непредсказуемо, а значит невозможно нивелировать воздействие дефектов на функциональность ЦИМС, возможно, только исключить из партии дефектное изделие. Для обеспечения правильного функционирования ЦИМС необходимо проводить производственное тестирование. Основной целью такого тестирования является подтверждение правильной работы изготовленного образца. Однако при высокой сложности функционального поведения современных ЦИМС переключение некоторых сигналов может производиться достаточно редко, а значит длительность выявления дефекта и, соответственно, стоимость диагностики могут оказаться неприемлемыми [1].

Для выявления дефектов в готовом изделии с наименьшими затратами и высокой скоростью применяется метод добавления дополнительной логики в ЦИМС на этапе проектирования [2]. Данный метод называется DFT (Design For Test) что можно интерпретировать как тестопригодное проектирование.

Суть метода заключается в добавлении в структуру ЦИМС избыточной логики, которая предназначена только для упрощения тестирования ЦИМС и не влияет на ее базовую функциональность. К достоинствам данного метода можно отнести высокую скорость и низкую стоимость тестирования, а также максимально возможное покрытие дефектов. Под покрытием понимается величина, равная количеству выявленных дефектов, деленного на количество всевозможных дефектов. К недостаткам метода можно отнести сложность реализации метода, которая требует специального дорогостоящего программного обеспечения и оборудования.

Литература

1. Демкин П. М., Беспалов Н. Н. Метод диагностики дефектов в цифровых интегральных схемах при помощи встраивания дополнительной логики на этапе проектирования // Автоматизация в промышленности. 2023. № 2. С. 27–30.

2. *Laung-Terng Wang, Cheng-Wen Wu, Xiaoqing Wen. VLSI Test principles and architectures Design for testability*, Morgan Kaufmann Publishers is an imprint of Elsevier. 500 Sansome Street, Suite 400, San Francisco, 2006. 751 с.

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ Н-МОСТОВОГО ИНВЕРТОРА В КАЧЕСТВЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СЕТЕВОГО РЕГУЛЯТОРА

Одной из главных проблем электроснабжения потребителей является искажения качества сети за счет неактивных нагрузок потребителей, что ведет к снижению эффективности использования энергии и повышению энергопотребления. Для повышения качества сети с возможностью регулирования активной и реактивной мощности отдаваемой или получаемой из сети используют четырехквadrантный регулятор на основе инвертора.

Базовое построение сетевого регулятора основано на мостовом трехфазном инверторе, но благодаря развитию полупроводниковой элементной базы, схем многоуровневых инверторов стало возможным использование их в сетевом преобразователе

Н-мостовой многоуровневый инвертор [Лит.], который основан на ячейко-цепочной схеме, является модульной схемой и состоит из n -го количества Н-мостов (однофазных мостовых инверторов), каждый из которых имеет свою систему питания на стороне постоянного напряжения. Н-мосты инвертора, подключаясь в цепочку, обеспечивают ступенчатое напряжение, улучшая гармонический состав и чем больше Н-мостов в цепочке, тем лучше качество выходного напряжения. Сравнивая ТНД выходного напряжения классического инвертора при разных частотах ШИМ и Н-мостового инвертора при разных количествах Н-мостов, с использованием ШИМ-модуляции и без ШИМ (рис. 1), качество выходного напряжения лучше у Н-мостового инвертора.

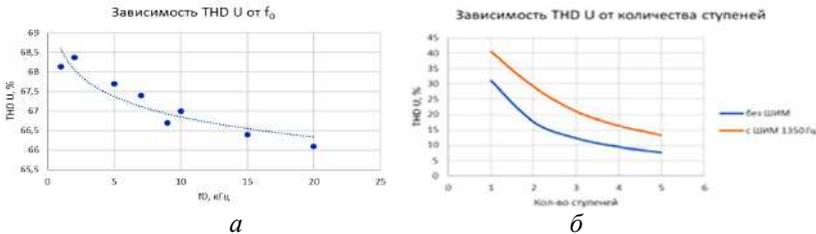


Рис. 1. Качество выходного напряжения (ТНД):
а – классический инвертор (f_0 – частота коммутации);
б – Н-мостовой инвертор с ШИМ и без ШИМ

Для оценки экономической выгоды данного решения изучен рынок силовых транзисторов фирмы IXYS (рис. 2).

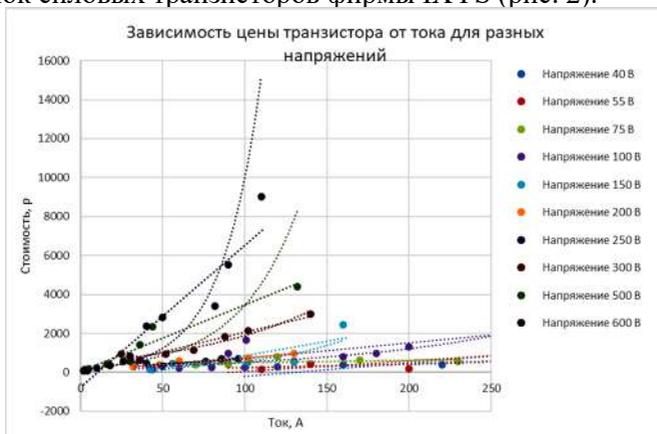


Рис. 2. Оценочное сравнение стоимости полупроводниковых транзисторов

Мостовой трехфазный инвертор имеет 6 силовых ключей с максимальным напряжением более чем 600...750 В. Н-мостовой трехфазный инвертор на каждый трехфазный Н-мост имеет 12 силовых транзисторов, но при этом можно рассчитывать на максимальное напряжение, равное $400/(2n)$ В. Приведем результаты оценочного расчета стоимости схем:

Мостовой инвертор: 26 340 р.

Многоуровневый инвертор 2 Н-моста: 12 960 р.

Многоуровневый инвертор 3 Н-моста: 19 656 р.

Многоуровневый инвертор 4 Н-моста: 7 200 р.

Многоуровневый инвертор 5 Н-моста: 15 120 р.

Главным недостатком Н-мостового инвертора в качестве преобразователя сетевого регулятора является усложнение схемы и системы управления, а также наличие диапазонов нерегулирования выходного напряжения и чем больше количество Н-мостов, тем меньше этот диапазон, его можно уменьшить и даже исключить, модернизировав систему управления.

Литература

Таранов М. А., Корчагин П. Т., Гуляев П. В. Анализ работы Н-мостового каскадного инвертора // Вестник аграрной науки Дона. 2018. № 3. С. 17–42.

ОБЗОР ТЕХНОЛОГИЙ ФЛЕШ-ПАМЯТИ

В последнее время широкое распространение получили мобильные, энергонезависимые запоминающие устройства, такие как флеш-память. Этот тип памяти представляет собой разновидность EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory) памяти и позволяет выполнять операции электрического программирования и стирания информации. Флеш-память отличается своей компактностью, дешевизной и низким энергопотреблением. Кроме того, флеш-память используется для хранения встроенного программного обеспечения в различных устройствах и системах.

Флеш-память состоит из большого массива ячеек памяти, представляющих собой транзисторы с плавающими затворами. Традиционно одна ячейка такой памяти хранит один бит информации (single-level cell – SLC), однако современные виды флеш-памяти позволяют записать и более одного бита информации в одну ячейку (multi-level cell – MLC). Схема однобитовой ячейки (рис. 1) представляет собой транзистор с двумя изолированными затворами: управляющим (control gate) и изолированным оксидными слоями плавающим (floating gate), расположенным под управляющим затвором. Некоторые из электронов с большой энергией преодолевают слой изолятора и попадают на плавающий затвор, который может удерживать электроны, т.е. заряд, в течение нескольких лет. При этом, когда на плавающем затворе хранится заряд, ячейка находится в состоянии логического 0, т.е. является запрограммированной. Стирание информации, изменение состояния транзистора с логического 0 на 1, происходит при помощи удаления заряда с плавающего затвора. Для этого на управляющий затвор подается высокое отрицательное напряжение и электроны с плавающего затвора переходят (туннелируют) на исток. При чтении эти состояния распознаются путем измерения порогового напряжения транзистора. Существуют две технологии для удаления и переноса заряда из и на плавающий затвор: инжекция горячих электронов (*hot-electron injection – HEI*) и механизм туннелирования Фаулера-Нордхайма (*Fowler-Nordheim – FN – tunnelling mechanism*).

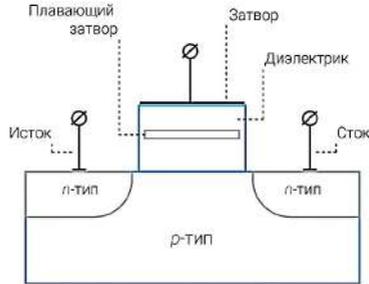


Рис. 1. Полевой транзистор с плавающим затвором

В настоящее время существует два основных вида организации транзисторов с плавающим затвором во флеш-памяти: NOR-логическая операция ИЛИ-НЕ (английская аббревиатура – NOR) (рис. 2, *a*) и NAND-архитектура, соответствующая логической операции И-НЕ (рис. 2, *б*), отличающихся друг от друга логической схемой и структурой доступа для чтения и записи памяти. Логическая операция NOR над несколькими операндами дает единичное значение, когда все операнды равны нулю, и нулевое значение во всех остальных случаях. Архитектура NOR обеспечивает произвольный быстрый доступ к памяти, однако процессы записи (используется метод инжекции горячих электронов) и стирания информации происходит достаточно медленно.

Следующей распространенной архитектурой флеш-памяти является архитектура NAND, которая дает нулевое значение только в том случае, когда все операнды равны нулю, и единичное значение во всех остальных случаях. В сравнении с архитектурой NOR данная архитектура в силу особенностей технологии производства позволяет добиться более компактного размещения транзисторов. В отличие от NOR-архитектуры, где запись информации производится методом инжекции горячих электронов, в архитектуре NAND запись осуществляется методом туннелирования, что позволяет реализовать более быструю запись, чем для архитектуры NOR. Чтобы уменьшить эффект низкой скорости чтения, микросхемы NAND снабжаются внутренним кэшем.

Кроме рассмотренных архитектур NOR и NAND, во флэш-памяти используются и другие типы архитектур, например AND, DiNOR и т.д., но они не получили практического распространения.

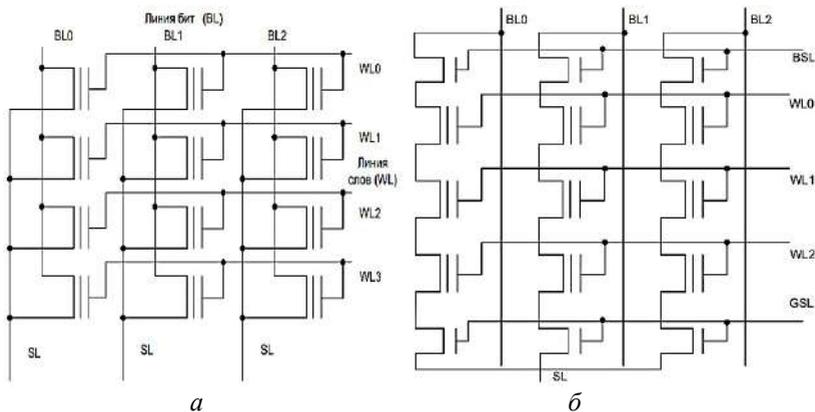


Рис. 2. NOR- и NAND-архитектуры флэш памяти

В NOR-структуре каждая ячейка подключена к линии бит и к линии питания, как показано на рис. 2, а, при этом к линии бит BL подключен сток транзистора, к линии питания SL-исток, к линии слов WL-затвор. Такая структура называется «NOR – флеш», потому что именно она ведет себя соответственно логике NOR: когда на линию слов (WL) подается высокое напряжение, соответствующий транзистор устанавливает низкое напряжение на линии бит (BL). NOR-структура требует более длительного промежутка времени на программирование ячейки и стирание ее значения по сравнению с NAND-памятью. Так как NOR-структура имеет полный набор линий данных и адресов, она обеспечивает доступ к любой произвольной ячейке памяти. В то же время, когда программироваться (устанавливаться в состояние логического нуля) может каждая ячейка, стирать данные (устанавливать в состояние логической единицы) можно только всю память или блок памяти одновременно. В такие блоки объединяются ячейки, подключенные к одной линии питания (SL). Сразу после операции стирания над ячейками блока любую позицию в данном блоке можно запрограммировать. Как

только бит памяти был установлен в состояние логического нуля, он не может быть перепрограммирован и установлен в единицу до того как операция стирания не будет применена к всему блоку. В то же время ячейку, в которую записана 1, можно перезаписывать до тех пор, пока в ней не установится 0.

В NAND-структуре транзисторы соединены последовательно линией бит BL таким образом, что исток одного транзистора подключен к стоку следующего, как показано на рис. 2, б. При этом соединенные таким образом ячейки будут стираться одновременно. Все ячейки памяти помещены между двумя транзисторами BSL и GSL, которые управляют доступом ячеек соответственно к линии бит BL и линии источника питания SL. NAND-структура позволяет программировать и стирать данные памяти быстрее, чем NOR-структура, и требует меньше места для одной ячейки, позволяя увеличить плотность расположения транзисторов и уменьшить стоимость памяти, но она не позволяет осуществлять произвольный доступ к ячейкам памяти. NAND - структура значительно проигрывает в операциях с произвольным доступом и не позволяет напрямую работать с байтами информации. К примеру, для изменения одного байта требуется сначала считать в буфер блок информации, в котором данный байт находится, потом в буфере изменить нужный байт и записать блок с измененным байтом обратно.

Наиболее известно применение NAND-флеш-памяти в SSD (Solid State Drive – современные твердотельные накопители, сменившие старые добрые HDD) накопителях и в USB флеш-накопителях. Что касается NOR-флеш-памяти, то чипы с такой организацией используются в качестве хранителей программного кода, иногда реализовываются в виде интегрированных решений (ОЗУ, ПЗУ, BIOS и процессор на одной мини-плате, а то и в одном чипе).

Сейчас на рынке представлены несколько типов памяти NAND и каждый из типов отличается количеством битов, которое может храниться в каждой ячейке. Биты представляют собой электрический заряд, который может принимать только одно из двух значений – 0 или 1 (вкл./выкл.). Основные различия между типами памяти NAND заключаются в стоимости, емкости и самое главное в сроке службы. Ресурс определяется коли-

чеством циклов программирования-стирания (P/E), которые может выдержать ячейка флэш-памяти до износа. Цикл P/E – это процесс стирания и записи ячейки, и чем больше циклов P/E может выдержать технология NAND, тем выше ресурс устройства. Стандартные типы флэш-памяти NAND – SLC, MLC, TLC, QLC. Рассмотрим различные характеристики каждого типа памяти NAND.

SLC NAND флэш-память. Как известно, NAND-память с одноуровневыми ячейками (SLC) хранит только 1 бит информации на ячейку. SLC обеспечивает самую высокую производительность и ресурс: до 100 000 циклов P/E. То есть такая память служит дольше других типов NAND-памяти. Однако из-за низкой плотности размещения данных SLC является самым дорогим типом NAND-памяти и поэтому обычно не используется в потребительской продукции. Преимущества – высочайший ресурс, недостатки – высокая стоимость и низкая емкость. Типичные области применения – промышленное оборудование, требующее высокой скорости и долговечности.

MLC NAND флэш-память. Технология NAND-памяти с многоуровневыми ячейками (MLC) хранит несколько битов на ячейку, хотя термин MLC обычно относится к 2 битам на ячейку. MLC имеет более высокую плотность размещения данных по сравнению с SLC, поэтому позволяет создавать носители большей емкости. Однако память MLC, обеспечивающая до 10 000 циклов P/E более чувствительна к ошибкам данных и имеет меньший ресурс по сравнению с SLC. Преимущества – дешевле памяти SLC, недостатки – быстроедействие и ресурс ниже по сравнению с SLC.

TLC NAND флэш-память. NAND-память с трехуровневыми ячейками (TLC) хранит 3 бита на ячейку. За счет увеличения числа битов на ячейку снижается цена и увеличивается емкость. Однако это отрицательно сказывается на производительности и ресурсе (всего до 3000 циклов P/E). Преимущества – наименьшая цена и высокая емкость, недостатки – низкая долговечность. Во многих потребительских изделиях используется память TLC из-за ее низкой стоимости.

QLC NAND флэш-память. NAND-память с 16 уровнями на ячейку (4 бита – главное отличие технологии QLC от «предыдущей» TLC). QLC (quad level cell) является самой доступной по сто-

имости хранения 1 Гб данных и по данному параметру близка к традиционным жестким дискам. Преимущества – обладают емкостью хранения на 33% больше, чем TLC, высокая плотность ячеек значительно сокращает пространство размещения. Недостатки связаны с относительно невысокой долговечностью (всего несколько сотен циклов P/E).

PLC NAND флеш-память. PLC (Penta-Level Cell) NAND, новейшая технология позволяет хранить пять бит информации в ячейке, обеспечивая более высокую плотность чипов памяти. В отличие от QLC NAND, технология PLC добавляет ячейкам памяти дополнительные состояния, которые позволяют добавить еще один бит информации. Технология в PLC-памяти используется 32 состояния ячеек, которые охватывают все возможные комбинации из пяти единиц и нулей. Однако чем больше состояний может принимать ячейка, тем выше нагрузка на саму ячейку, и на контроллер памяти, который должен эти состояния считывать. Это увеличивает вероятность неправильной записи или чтения, что в свою очередь может привести к повреждению данных. Для компенсации таких рисков на уровне контроллера необходимо использовать более эффективные алгоритмы исправления ошибок. В случае с PLC NAND требования к точности этих алгоритмов вырастают многократно.

На рис. 3 представлены сравнительные характеристики различных типов памяти NAND.

По прогнозам аналитиков компаний, занимающихся производством жестких дисков, SSD и иной продукции, твердотельные накопители с PLC-памятью вряд ли выйдут на рынки раньше 2025 года. Технология пока находится на недостаточной стадии готовности и пользователи не оценят резко снизившиеся надежность и число циклов перезаписи даже с учетом более доступной цены новых SSD. Чем больше состояний может принимать одна ячейка памяти, тем большей нагрузке она подвергается, то же самое касается и контроллера – вероятность некорректного чтения или записи при этом значительно увеличивается.

В последние десять лет одним из крупнейших новшеств на рынке флеш-памяти стала память 3D NAND. Производители флеш-памяти разработали технологию 3D NAND, чтобы устранить проблемы, с которыми они столкнулись при уменьшении размера

2D NAND в попытке достичь более высокой плотности при меньших затратах.

1	11	111	1111	11111
			1110	11110
		1110	11101	
		1101	11100	
	10	110	1101	11011
			1100	11010
		101	1011	11001
			1010	11000
			1001	10111
			1000	10110
01	011	0111	10101	
		0110	10100	
	010	0101	10011	
		0100	10010	
		0011	10001	
		0010	10000	
00	001	0011	01111	
		0010	01110	
	000	0001	01101	
		0000	01100	
		0101	01011	
		0100	01010	
		01001	01000	
		00111	01000	
		00110	00111	
		00110	00110	
		00101	00101	
		00100	00100	
		00011	00011	
		00010	00010	
		00001	00001	
		00000	00000	

Рис. 3. Различные характеристики каждого типа памяти NAND

В памяти 2D NAND ячейки, в которых хранятся данные, размещаются горизонтально, рядом друг с другом. Это означает, что объем пространства, в котором могут быть размещены ячейки, ограничен и попытка уменьшить размер ячеек снижает их надежность. Поэтому производители памяти решили расположить ячейки в пространстве иначе, что привело к созданию памяти 3D NAND с вертикальным расположением ячеек. Более высокая плотность памяти позволяет увеличить емкость без значительного увеличения цены. Память 3D NAND также обеспечивает более высокую долговечность и меньшее энергопотребление.

В целом, NAND представляет собой одну из важнейших технологий памяти, поскольку обеспечивает быстрое стирание и запись данных при более низкой стоимости на бит. С ростом цифровизации общества и игровой индустрии развитие технологии NAND продолжится, чтобы удовлетворить постоянно растущие потребности потребителей в хранении данных. Также они играют важную роль в развитии современных электронных устройств, где обеспечивают удобство и эффективность использования данных.

Отечественные производители электроники пока не в состоянии конкурировать с крупными зарубежными компаниями, специализирующимися на выпуске SSD, USB флеш-накопителях и иной продукции ни по цене, ни по качеству, поэтому накопители, производящиеся на территории РФ, комплектуются импортными ИМС, либо производители занимаются корпусированием. Например, GS Nanotech – единственное предприятие в России, которое обладает компетенциями по корпусированию модулей MLC/TLC NAND флеш-памяти. В основе модулей – последнее поколение кристаллов от ведущих мировых производителей: Micron, Kioxia, SK Hynix и др. В процессе производства на мощностях завода в Калининградской области осуществляется утонение (сочетает в себе технологии шлифовки и полировки пластины) и резка кремниевых пластин диаметром до 300 мм, корпусирование кристаллов и тестирование готовой продукции по стандартам JEDEC. На данный момент это максимально возможный уровень локализации производства NAND флеш-памяти в нашей стране.

Литература

1. *Мухин А.* Особенности применения флэш-памяти NAND во встраиваемых системах // *Электронные компоненты.* 2018. № 5. С. 92–87.

2. *Хьюз Д.* Ключевые аспекты применения флеш-памяти во встраиваемых системах // *Электроника НТБ.* 2017. № 10. С. 68–74.

3. *Ярмолик С. В.* Анализ методов тестирования флэш-памяти // *Доклады БГУИР.* Минск. 2010. № 4 (50). С. 63–69.

4. *Клекот А.* Развитие технологий производства флеш-памяти: «доступный – не значит плохой» // *Современные технологии автоматизации.* 2023. № 1. С. 6–8.

5. <https://gs-group.com/products-and-solutions/nand-pamyat/>.

6. <https://www.kingston.com/ru/blog/pc-performance/difference-between-slc-mlc-tlc-3d-nand>.

7. *Самовендюк М. Н.* Обзор технологий изготовления flash-памяти: материалы 19-й Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Гомель, 25–26 апр. 2019 г. Респ. Беларусь, Гомель: ГГТУ им. П.О. Сухого, 2019. С. 341–344.

ГИРОСТАБИЛИЗИРОВАННАЯ ПЛАТФОРМА ДЛЯ ВХОДНОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

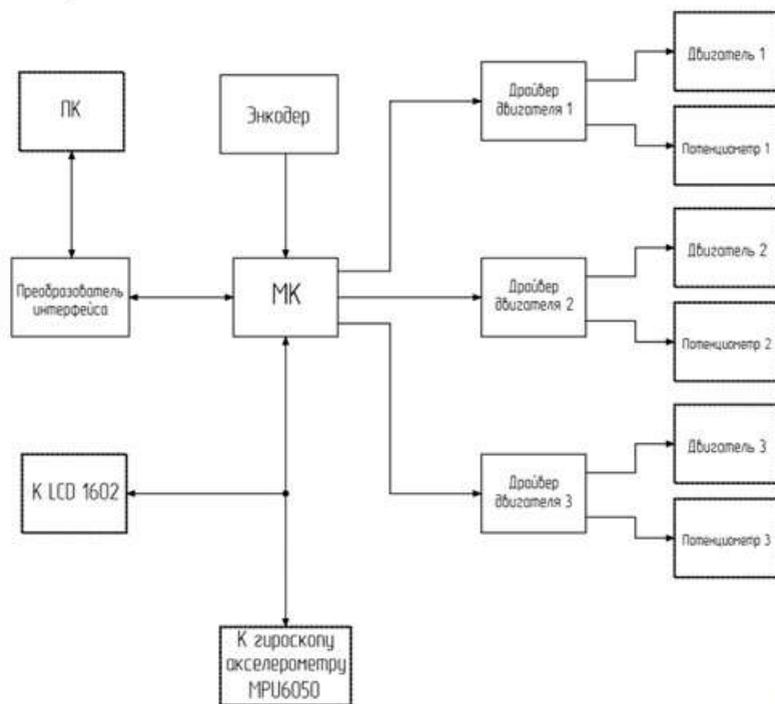
Одним из актуальных направлений современной промышленной электроники является проектирование и производство беспилотных летательных аппаратов (БЛА), находящихся повсеместное применение в различных перспективных отраслях деятельности человека [1]. Работа БЛА основана на взаимодействии целого комплекса датчиков, устройств и технических решений, связанных в единое информационное пространство с помощью микропроцессоров и интерфейсов их взаимодействий.

При этом для решения ряда важных задач в процессе работы БЛА используются оптические датчики (например, для детектирования обледенения механических узлов летательного аппарата за счет изменения интенсивности потока электромагнитных волн видимого диапазона света между оптическими источником и приемников излучения). Стоит отметить, что полноценная работоспособность БЛА при этом зависит от соответствия оптических датчиков заявленным для них эксплуатационных характеристик [2]. Именно поэтому одним из актуальных направлений промышленности является разработка устройств входного контроля параметров оптических датчиков. Проверка при этом заключается в определении соответствия основных параметров проверяемого датчика и эталонного при выполнении различных проверок (изменение интенсивности, время включения-выключения, проверка чувствительности).

Целью настоящего исследования является разработка устройства (гиростабилизированная платформа), которое может использоваться для входного контроля параметров оптических датчиков. Принцип контроля при этом заключается в отклонении закрепленного на платформе оптического датчика по различным направлениями (азимутальное или угломестное) для изменения интенсивности падающего потока электромагнитных волн видимого диапазона света на датчик методом увеличения

угла «закрытия». При этом характеристики датчика в ходе проверки должны соответствовать параметрам эталонного датчика с допустимыми отклонениями, проверенного ранее предложенным устройством.

Структурная схема устройства представлена на рисунке.



Структурная схема устройства

Для обеспечения вращения в азимутальном и угломестном направлении платформа предполагает использование двигателей постоянного тока, которые через драйверы управляются со стороны микроконтроллера. Для контроля работы двигателя организована обратная связь между двигателем и драйвером, к которому подходит сигнал от потенциометра, вал которого объединен с валом двигателя.

Для обеспечения ручного контроля отклонения платформы в азимутальном и угломестном направлении используются поворотный энкодер (переключения режима отклонения), гироскоп-акселерометр (контроля отклонения платформы) и текстовый двухстрочный жидкокристаллический индикатор (LCD 1602). При этом в устройстве может быть запрограммировано несколько ключевых режимов отклонений, на основании которых можно провести входной контроль. Более точные отклонения в данном случае являются невозможными.

Кроме того, устройство может использоваться в полуавтоматизированном режиме при подключении к персональному компьютеру (ПК) по последовательному интерфейсу микропроцессорных взаимодействий USB (для этого в устройстве используется преобразователь интерфейсов UART-USB). При использовании ПК возможно проведение входного контроля как по методу последовательных итераций (как было отмечено ранее для ручного режима проверки), так и с применением более точных отклонений (то есть промежуточные значения между установленными вариантами для ручной проверки). Также ПК может использоваться для коррекции количества последовательных итераций и требуемых отклонений платформы в угломестном и азимутальном направлении для каждой из них.

Таким образом, было предложено устройство (гиростабилизированная платформа), которое может использоваться для входного контроля параметров оптических датчиков, используемых в авиационной технике и БЛА для контроля основных технологических параметров при выполнении полетного задания.

Литература

1. *Смирнов Ю. А.* Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. СПб: Лань, 2021. 456 с.
2. *Музипов Х. Н., Кузяков О. Н.* Микроэлектронные датчики и оптические средства контроля: учеб. пособие. Тюмень: ТюмГНГУ, 2013. 202 с.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ЗВУКА В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ ДОМАШНЕЙ АВТОМАТИЗАЦИИ

Под звуком принято понимать некоторое физическое явление, заключающееся в распространении упругих волн в той или иной физической среде. Для звука принята классификация заключается в разбиении на группы волн с различными частотами, при этом выделяются три основных диапазона:

– от 16-20 Гц до 15-20 кГц – звуковые колебания, которые способен услышать человек;

– звуковые колебания с частотой менее 16-20 Гц – диапазон инфразвука;

– звуковые колебания с частотой от 15-20 кГц до 1 ГГц – ультразвуковой диапазон.

Поскольку звук является одним из возможных (и наиболее удобных и эргономичных) интерфейсов взаимодействия человека с различной техникой и системами управления, то актуальным направлением является исследование возможностей использования физических свойств звука в системах автоматизации (в частности домашней). Для использования звука в полезных устройствах и системах управления необходимо использование устройств, способных преобразовать звуковые волны в аналоговое напряжение, которое может восприниматься цифровыми и программируемыми узлами для организации процессов управления. Такими преобразователями являются микрофоны, принцип действия которых представлен на рис. 1.

Принцип преобразования заключается в том, что звуковая волна при распространении оказывает давление на проводник, в результате чего формируется электрический ток. У электрических зарядов возникают векторные колебания за счет вибрации, придающей заряженным частицам подвижность в соответствии с характеристиками звуковой волны. В результате таких преобразований формируется аналоговый сигнал с основными характеристиками (амплитуда, частота), необходимыми для анализа в цифровой системе управления.

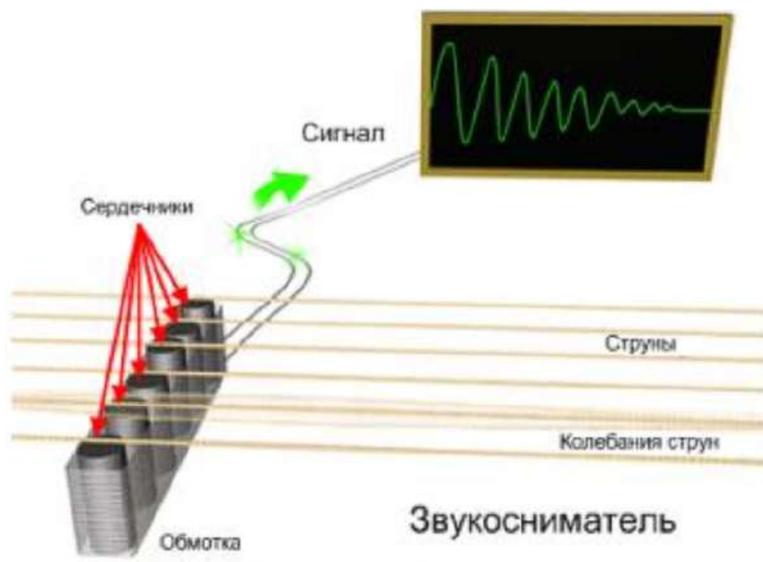


Рис. 1. Принцип действия микрофона

Использование звука в системах управления стало возможно еще в 80-х годах прошлого века. Именно в это время были спроектированы первые технические решения, которые позволяли устройству реагировать на определенные звуки (например, хлопки в ладоши). Зачастую в данных системах не требовалось использование производительных микропроцессорных модулей, для селекции звука хлопка (с известной частотой в некотором узком диапазоне) использовались частотные фильтры с резонансными контурами. Резонансный контур в системе обеспечивал возникновение импульса при совершении хлопка, в результате чего цифровая часть того или иного устройства могла выполнить требуемую функцию при регистрации данного события.

Достижения в области производства микропроцессорной техники и программируемых логических интегральных схем позволили значительно расширить возможности реагирования цифровой системы на различные звуки. Так для оцифрованных звуковых сигналов на некотором временном промежутке можно произвести быстрое преобразование Хартли, в результате чего

система может иметь представление о частотном спектре звукового сигнала в режиме реального времени. Частотный спектр сигнала для цифровой системы управления фактически отражает то, какие звуки были произнесены, что значительно расширяет возможности системы реагирования на звуки при использовании одной программируемой микросхемы, которая существенным образом заменяет целое множество аналоговых частотных фильтров и резонансных контуров. Визуально связь временного представления сигнала с частотным можно представить в следующем виде (рис. 2).

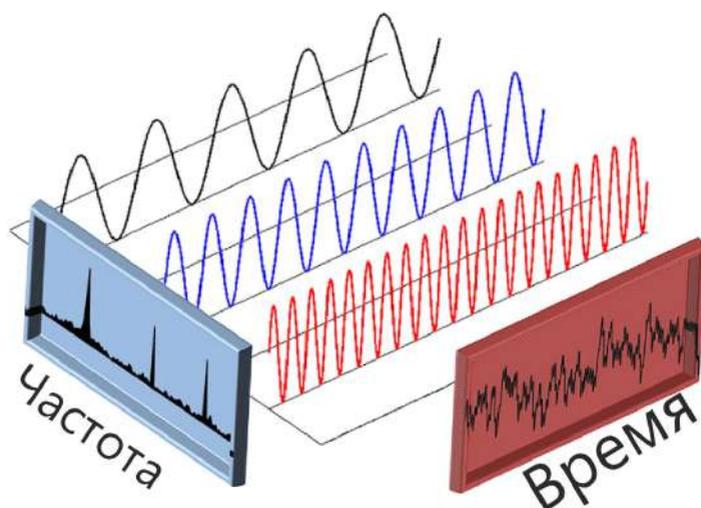


Рис. 2. Связь временного и частотного представления сигналов

В современных системах управления возможно применение более высокопроизводительных микросхем, например, цифровых сигнальных процессоров [1], которые позволяют реализовать более сложные функции (например, анализ речи) в режиме реального времени, чем микроконтроллеры. Основное преимущество в данном случае может заключаться не только в повышенной производительности выполнения операций, но и в наличии специальных аппаратных арифметико-логических устройств и ускорителей, которые позволяют в короткие сроки

реализовать довольно емкую математическую задачу. Одним из таких аппаратных узлов является сопроцессор быстрого преобразования Фурье, который имеется во многих семействах промышленно выпускаемых современных цифровых сигнальных процессоров.

При этом производительность цифровых сигнальных процессоров и возможность ускоренной работы с большими объемами данных позволяет интегрировать в процессоры перспективное программное обеспечение, реализующее самообучающиеся системы цифровой обработки сигналов (в том числе, речи и фраз).

Учитывая современные возможности цифровой обработки звука и речи, можно отметить следующие перспективы применения звука в современных системах домашней автоматизации:

- голосовое управление исполняющими механизмами в системе домашней автоматизации (отпирание ворот, открытие окон и т.п.);

- управление вторичными источниками питания [2] и подключением нагрузок посредством совместного использования системы домашней автоматизации с возможностью управления SMART-удлинителями и системы цифровой обработки речи;

- речевое управление параметрами микроклимата помещений;

- управление системой водоподготовки и т.п.

Таким образом, были обозначены основные перспективы применения звука, также программных методов и аппаратных средств анализа речи в системах домашней автоматизации.

Литература

1. *Мартин Т.* Микропроцессоры и цифровые сигнальные процессоры при использовании алгоритмов цифровой обработки сигналов. М.: Додэка-XXI, 2016. 315 с.

2. *Мелешин В. И.* Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.

ВЫПРЯМИТЕЛЬ С КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ДЛЯ ИСТОЧНИКА БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ

Выпрямитель является основным источником питания для инвертора и заряда аккумуляторной батареи в источниках бесперебойного питания (ИБП).

Для однофазных ИБП выпрямитель должен иметь простую и недорогую в реализации схему, обеспечивать выходное напряжение, достаточное для формирования инвертором напряжения синусоидальной формы, а для систем мощностью от 0,5 кВт и выше обязателен высокий входной коэффициент мощности. Пример схемы ИБП и выпрямителя со схемой управления приведен на рис. 1 и 2.

Выпрямитель имеет схему повышающего преобразователя с двунаправленным ключом [Лит.].

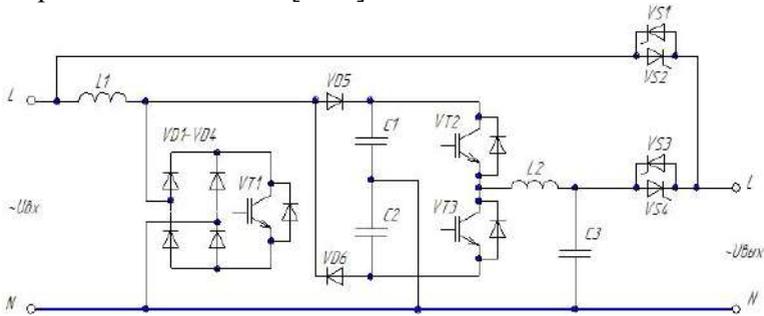


Рис. 1. Схема однофазного ИБП

Осциллограммы (получены моделированием схемы по рис. 2) входного напряжения и тока выпрямителя, а также выходного напряжения приведены на рис. 3. Входные напряжения и ток имеют нулевой фазовый сдвиг, а форма тока близка к синусоидальной.

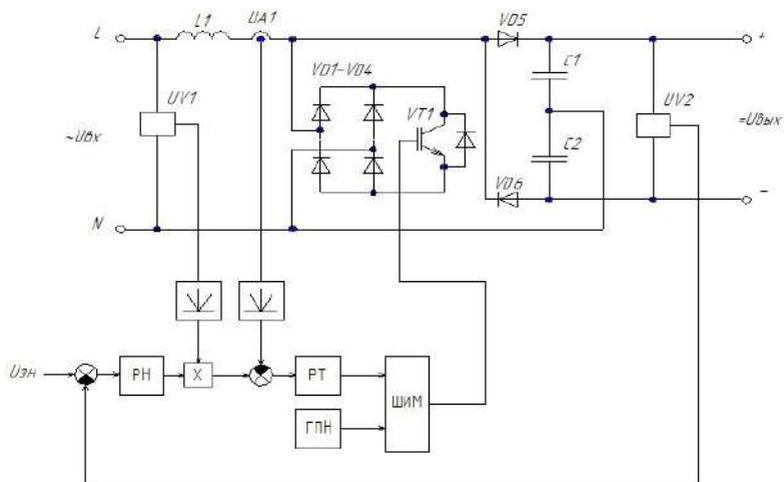


Рис. 2. Схема выпрямителя с системой управления

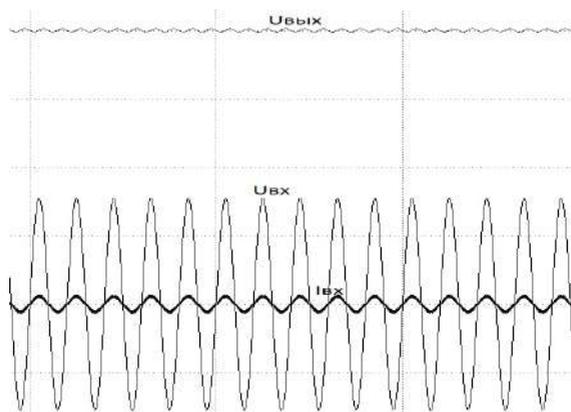


Рис. 3. Осциллограммы работы выпрямителя

Литература

Климов В., Климова С. Двухнаправленные ключи в матричных структурах преобразователей переменного тока // Силовая электроника. 2008. № 4. С. 58–61.

СТЕНД ПРОВЕРКИ СИСТЕМЫ ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ БЕСПИЛОТНОГО ВОЗДУШНОГО СУДНА

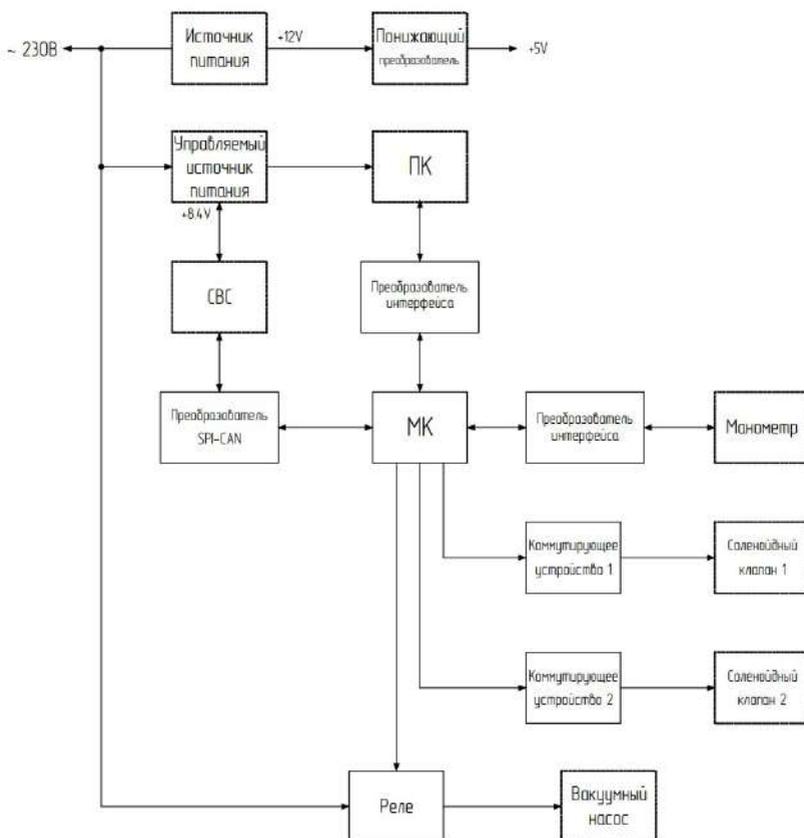
В современных беспилотных летательных аппаратах (БЛА) и воздушных судах используются различные способы навигации и ориентирования в воздушном пространстве [1]. Наибольшей применимостью при решении полетных заданий на данном уровне научно-технического прогресса используются системы воздушных сигналов (СВС), представляющие собой специализированные программно-аппаратные комплексы, производящие измерения высотно-скоростных параметров [2]. Информация о данных параметрах востребована как для экипажа воздушного судна, так и для бортовой электроники для принятия решения о необходимости внесения корректив в осуществляемый полет.

Существует проблема проверки системы воздушных сигналов, которая заключается в том, что большинство контрольно-измерительных методик реализуется в воздушном пространстве, в результате чего есть риск потери БЛА при выходе из строя СВС. Решение данной проблемы является актуальным направлением современной промышленной электроники, в соответствии с чем цель исследования заключается в разработке стенда для проверки системы воздушных сигналов БЛА.

Структурная схема предлагаемого технического решения представлена на рисунке. Предлагаемый принцип проверки при этом заключается в имитации работы БЛА на высоте методом нагнетания давления в системе при выкачивании воздуха. Стенд при этом представляет собой прочную вакуумную камеру. Для контроля системы воздушных сигналов в качестве эталонного датчика используется манометр, установленный на стенде проверки. Для выкачивания воздуха используется вакуумный насос, для решения задач герметизации и разгерметизации стенда используется два соленоидных клапана.

Для управления вакуумным насосом необходимо использование электромагнитного реле, представляющего собой наилучший вариант коммутации нагрузки переменного тока.

Соленоидные клапаны с точки зрения электрических параметров являются нагрузками постоянного тока, поэтому для их включения/выключения можно использовать коммутирующие устройства (например, биполярные транзисторы или драйверы).



Структурная схема стенда

Для реализации алгоритмов работы стенда проверки используется микроконтроллер (МК), который получает сигналы от СВС и манометра в цифровой виде с использованием преобразователей интерфейсов микропроцессорных взаимодействий. Вопросы управления стендом решаются при использовании

персонального компьютера (ПК), связанного со стендом также через преобразователь интерфейсов.

В стенде также используется управляемый источник питания для системы воздушных сигналов. При этом данный источник преобразует переменное сетевое напряжение в напряжение постоянного тока, значение которого может корректироваться в соответствии с управляющими каналами ПК. Данный источник используется для проверки СВС в режимах граничных значений питающего напряжения (то есть, вероятная аварийная ситуация).

В устройстве также используются неуправляемые преобразователи напряжений:

– источник питания, необходимый для преобразования переменного сетевого напряжения в напряжение постоянного тока +12 В (питание соленоидных клапанов);

– понижающий преобразователь напряжений постоянного тока из +12 В в напряжение +5 В (питание основных цифровых узлов устройства, преобразователей интерфейсов).

Таким образом, предложено решение проблемы проверки системы воздушных сигналов путем использования стенда проверки.

Литература

1. *Смирнов Ю. А.* Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. СПб: Лань, 2021. 456 с.

2. Системы ориентации и наведения беспилотных летательных аппаратов: учебное пособие / В. В. Лентовский [и др.]. СПб: БГТУ «Военмех» им. Д.Ф. Устинова, 2019. 86 с.

Рупшис Д.А.
(Смоленск, филиал НИУ «МЭИ»)

СТРУКТУРА ГИТАРНОГО ПЕРЕГРУЗА

Одной из интересных разновидностей преобразования звука в музыке является гитарный перегруз. Это специальный звуковой эффект, который изменяет сигнал путем его ограничения по

амплитуде с помощью специального оборудования, такого как гитарные педали или комбо-усилители. Тип эффекта, который используется, определяет структуру перегруза (overdrive, distortion). Принципы работы педалей overdrive и distortion близки. Обе они представляют собой усилители, которые усиливают сигнал в 2–200 раз и меняют его форму. Это достигается путем отсечения пиков, ограничения амплитуды парой встречно-параллельно включенных диодов. На рис. 1 приведена схема эффекта типа overdrive.

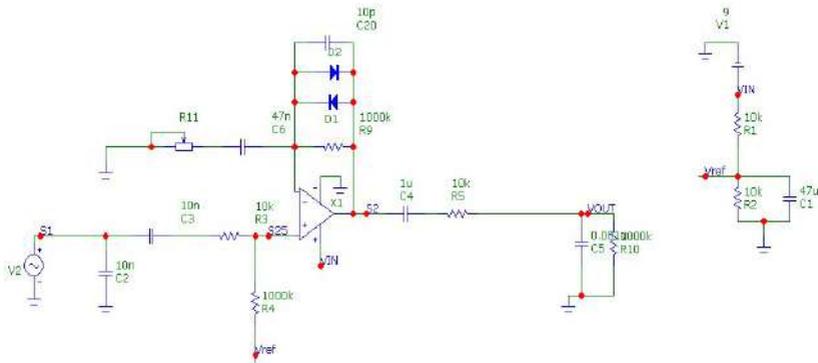


Рис. 1. Схема гитарного перегруза типа overdrive

Педали overdrive включают пару диодов в контуре отрицательной обратной связи. Когда амплитуда сигнала низкая и не достигает напряжения, необходимого для открытия диодов (0,5 В), диоды остаются закрытыми, и сигнал проходит через резистор отрицательной обратной связи, не подвергаясь искажениям. Однако, когда амплитуда сигнала достигает достаточного уровня для открытия диодов, избыток сигнала направляется на инвертирующий вход и суммируется с основным сигналом в противофазе, сглаживая пики синусоиды и обогащая сигнал гармониками (рис. 2). Коэффициент усиления сигнала определяется потенциометром в цепи отрицательной обратной связи, который определяет, какая часть сигнала будет проходить через диодную пару, а какая – через резистор.

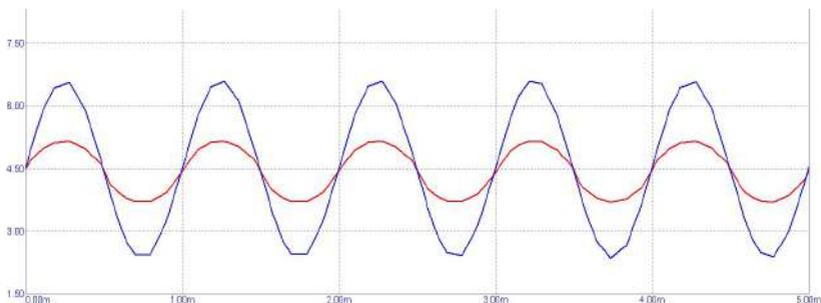


Рис. 2. Моделирование схемы типа overdrive

В педалях distortion сигнал с выхода операционного усилителя направляется на диодную пару, которая шунтирует его на землю, более резко обрезая пики и превращая синусоидальную волну в почти прямоугольную (рис. 3, 4). Коэффициент усиления определяется переменным резистором, включенным в отрицательную обратную связь.

Вместо диодной пары в педалях перегруза также может использоваться нечетное количество диодов. В этом случае пики каждой полуволны будут обрезаться по-разному, что позволяет сохранить больше гармоник в спектре. Этот метод называется несимметричным ограничением (рис. 5, 6).

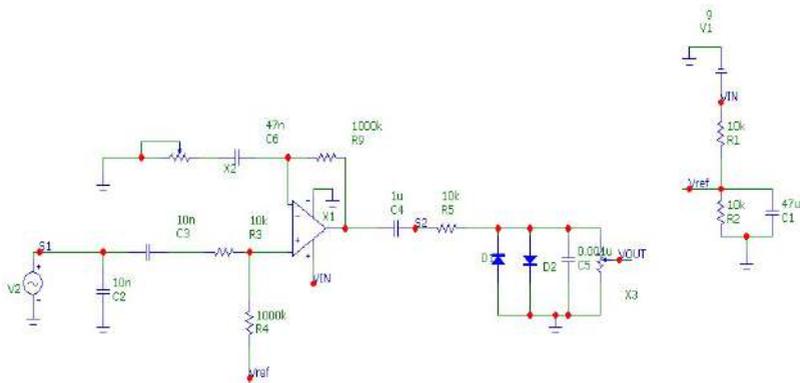


Рис. 3. Схема гитарного перегруза типа distortion

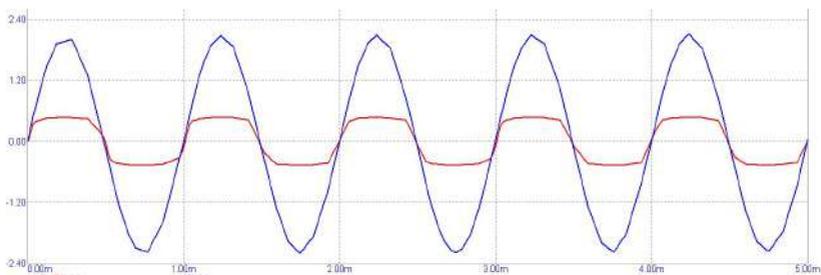


Рис. 4. Моделирование схемы типа distortion

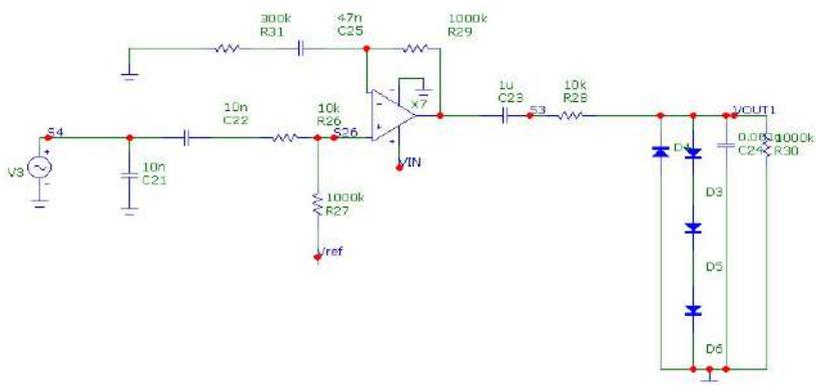


Рис. 5. Схема гитарного перегруза с несимметричным ограничением

Характер перегруза, его звучание и тембр во многом зависят от используемых диодов, так как различные типы диодов имеют разный порог открытия.

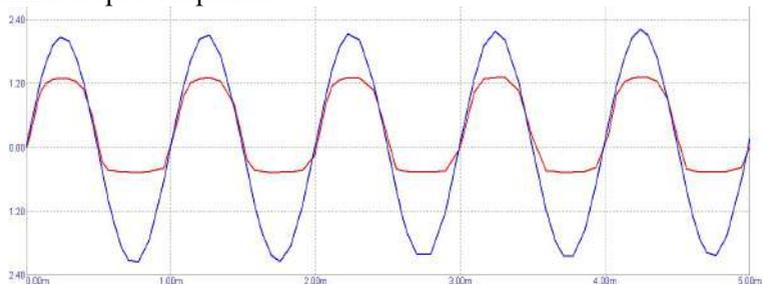


Рис. 6. Моделирование схемы с несимметричным ограничением

Возможно комбинирование диодов различных типов или использование вместо них МОП-транзисторов. Операционный усилитель также играет важную роль в формировании звучания перегруза.

Литература

1. Дисторшн. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Дисторшн> (дата обращения 27.03.2024).
2. Гитарный перегруз. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://dmtrpedals.ru/otkuda-vzyalsya-gitarnyj-peregruz-istoriya-i-razbor-effekta/> (дата обращения 27.03.2024).

СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Охоткин Г.П., Потапов А.Г.
(Чебоксары, ЧГУ)

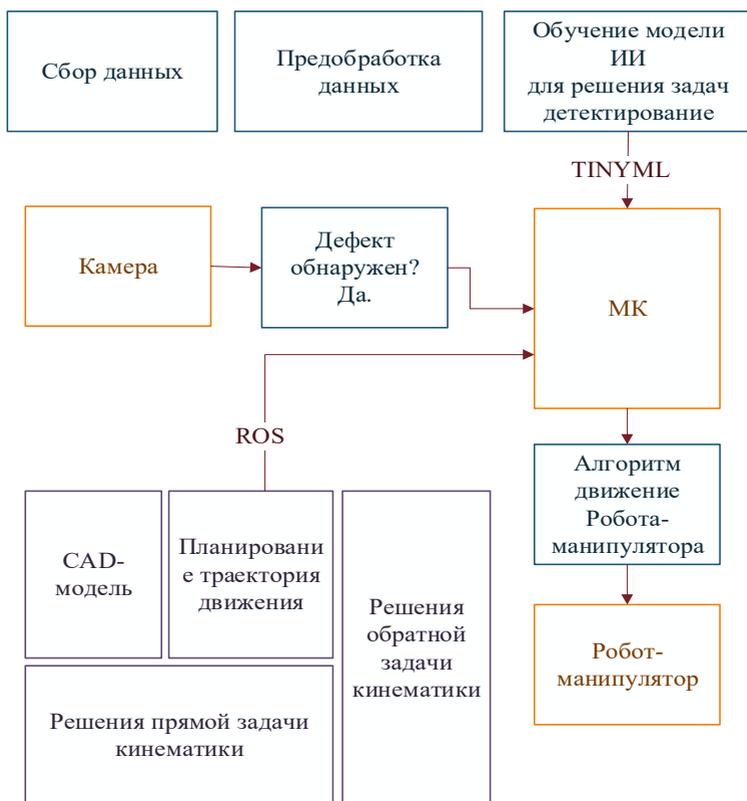
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫМ РОБОТОМ-МАНИПУЛЯТОРОМ ДЛЯ ДЕФЕКТΟΣКОПИИ МЕТАЛЛА

В современном промышленном производстве использование роботизированных систем становится все более распространенным. Одним из ключевых преимуществ данной системы в дефектоскопии перед человеком является то, что они не подвержены физиологическим слабостям человека, таким как несовершенство человеческого глаза, или усталость. Автономные робототехнические системы состоят из аппаратной и программной части и могут выполнять различные задачи с высокой точностью и повторяемостью.

Аппаратная часть манипулятора состоит [1] из: электропривода – обеспечивающего движение кинематических звеньев, драйвера и микроконтроллера. В микроконтроллере хранится программное обеспечение, обрабатываются данные и генерируются управляющие команды для электропривода. Работоспособность системы обеспечивается наличием источников питания. Камера используется для обнаружения дефектов на поверхности металлического листа, движущегося по конвейеру. Для повышения качества и точности обнаружения рабочая зона должна быть освещена.

Программная часть такой системы состоит из алгоритма оптимального движения робота-манипулятора и алгоритма обнаружения дефекта на металлической пластине [2]. Для детектирования дефекта на металлической пластине используются алгоритмы глубокого обучения, такие как YOLOv8, FAST-RCNN. Эти алгоритмы могут работать в режиме реального времени. В интеллектуальной системе (рисунок) используется предобученная модель нейронной сети. Для его обучения необ-

ходимо произвести сбор данных, удовлетворяющих технологическому процессу.



Архитектура системы управления промышленным роботом для дефектоскопии металла

Данные представляют собой набор изображений различных дефектов (трещин, царапин, отверстий) на металлическом листе. К полученным данным применяют такие операции как: изменение размера, удаление шума, нормализация изображения, искусственное увеличение данных, извлечение признаков и разделение данных на обучающуюся и тестовую выборку. Все это включается в этап предобработки изображения. Третьим этапом

реализации алгоритма детектирования является обучение самой модели. Для развертывания обученной нейронной сети в манипуляторе используется технология TINYML, которая позволяет запускать модели машинного обучения на небольших и энергоэффективных устройствах, таких как микроконтроллеры и микропроцессоры. Интеллектуальная система роботизированной манипуляторной системы работает следующим образом: камера в режиме реального времени сканирует металлический лист и при обнаружении дефекта робот автоматически удаляет дефектное сырье из конвейера.

Для быстрой и оптимальной разработки программного обеспечения робота необходимо создать цифровой двойник системы. Создание цифрового двойника начинается с проектирования CAD-модели робота, которая затем загружается в формате URDF в симулятор, где происходит процесс оптимизации и решения задач кинематики. Используя Robot Operating System, алгоритм управления внедряется в робот-манипулятор. Алгоритм управления включает в себя планирование движения, управление приводами робота и координацию действий различных частей робота.

В заключение отметим, что предложенная архитектура интеллектуальной системы управления промышленными роботами-манипуляторами представляет собой сложную техническую систему. Данная система обладает высокой эффективностью при решении задач контроля дефектов на металлических пластинах. Такая архитектура позволяет значительно повысить точность и скорость обнаружения дефектов.

Литература

1. *Olmer Garcia-Bedoya, Leonardo Solaque, Oscar Fernando.* Hardware and software architecture of a mobile robot with anthropomorphic arm // Conference: ANDERSCON, 2010 IEEE DOI:10.1109/ANDERSCON.2010.5633126.

2. *Bo Tang, Wei Sun, Zhong-kang Lin.* Review of surface defect detection of steel products based on machine vision // IET Image Processing 17, 2022. DOI:10.1049/irp2.12647.

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ НЕРЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

При проектировании автоматизированных систем управления технологическим процессом (АСУТП) одним из основных и трудоемких задач является разработка алгоритмов и программ управления. Классический подход разработки программ пользователя контроллеров значительно удлиняет сроки проектирования АСУТП, а отсутствие доступа к технологическому оборудованию не позволяет полноценно тестировать программы управления технологическим процессом. Наиболее эффективным вариантом решения этой задачи является организация взаимодействия имитационной модели объекта управления, разработанной в среде Matlab Simulink и виртуального контроллера PLC WinNT в системе CoDeSys. Поэтому задача разработки имитационной модели объекта управления АСУТП является актуальной.

Целью статьи является разработка имитационной модели нерегулируемого реверсивного асинхронного электропривода в среде программирования Matlab Simulink для типовой релейно-контакторной схемы, приведенной на рис. 1, *a*.

Силовая схема электропривода выполнена на автоматическом выключателе Q, линейных контакторах KM1 и KM2, тепловых реле FA1–FA3, асинхронном двигателе M с пристроенным датчиком скорости SR, представляющее собой электромеханическое реле контроля скорости.

Контактор KM1 обеспечивает вращение АД «Вперед», а KM2 – «Назад». Для реверсирования и торможения АД изменяются чередования фаз питающего напряжения путем перекидывания двух фаз А и С (торможение противовключением).

Схема управления (СУ) электроприводом содержит: кнопку управления «Вперед» SB1; кнопку управления «Назад» SB2; кнопку «Стоп» SB3; обмотки управления и вспомогательные контакты контакторов KM1, KM2 и реле торможения K; контакты реле контроля скорости SR1 и SR2; вспомогательные контакты тепловых реле FA1 – FA3; плавкие предохранители FU1 и FU2.

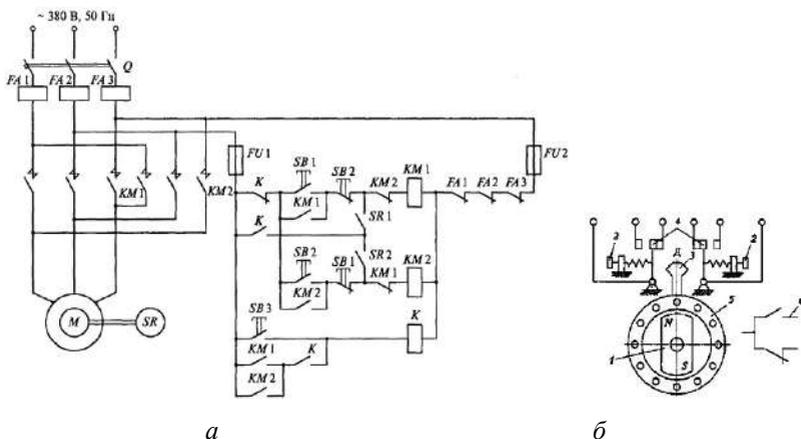


Рис. 1. Типовая релейно-контакторная схема электропривода (а) и асинхронный двигатель (б)

Реле контроля скорости SR замыкает свои открытые контакты SR1 и SR2 при скоростях асинхронного двигателя больших нуля на 10%, т.е. при $|\omega| \geq 0,1\omega_n$. Контакт SR2 замыкается при вращениях АД «Вперед», а SR1 – «Назад».

Электромеханическое реле контроля скорости SR работает по принципу асинхронного двигателя (рис. 1, б). Ротор реле представляет собой постоянный магнит 1, соединенный с валом двигателя, скорость которого измеряется. Постоянный магнит помещен внутри алюминиевого цилиндра 5, имеющего обмотку в виде беличьей клетки. При вращении двигателя цилиндр под действием вращающего момента может поворачиваться вокруг оси на небольшой угол и переключать при этом с помощью упора 3 контакты 4 (6). При повороте цилиндра против часовой стрелки замыкается левая пара нормально разомкнутых контактов 6, а при повороте по часовой стрелке – правая пара нормально разомкнутых контактов 6. При неподвижном двигателе упор занимает среднее положение и поэтому нормально разомкнутые контакты находятся в разомкнутом положении, а нормально замкнутые контакты реле находятся в замкнутом положении. Величина скорости, при которой переключаются контакты реле, определяется положением настроечных винтов 2.

При нажатии на кнопку управления «Вперед» SB1 обмотка контактора KM1 подключается к питающему напряжению и че-

рез свой вспомогательный контакт становится на самопитание. При этом включается контактор КМ1 и через свои силовые контакты подключает АД к сети электроснабжения. Так, начинается разгон электродвигателя «Вперед». По мере разгона машины реле контроля скорости замыкает свой контакт SR2, подготавливая цепь питания обмотки управления КМ2 для торможения АД противовключением, если будет нажата кнопка «Стоп» SB3. Далее, если не будет нажата никакая кнопка управления, двигатель М разгоняется до установившейся скорости.

При нажатии на кнопку управления «Назад» SB2 сначала обмотка контактора КМ1 отключается от питания, затем обмотка контактора КМ2 подключается к питающему напряжению и через свой вспомогательный контакт становится на самопитание. В силовой цепи электропривода происходит противовключение двигателя, т.е. магнитное поле АД вращается «Назад», а ротор по инерции вращается «Вперед». При этом АД вначале интенсивно тормозится, а затем после полной остановки разгоняется «Назад» до установившейся скорости. При скорости двигателя $|\omega| \geq 0,1\omega_n$ реле контроля скорости замыкает свой контакт SR1, подготавливая цепь питания обмотки управления КМ1 для торможения или разгона АД «Вперед».

При нажатии на кнопку «Стоп» SB3 срабатывает реле торможения К, который своим нормально замкнутым контактом обесточивает обмотку управления контактора КМ2, и подключает к питанию обмотку управления контактора КМ1.

В режиме противовключения двигатель интенсивно тормозится. При скоростях близких к нулю размыкается контакт SR1, отключается контактор КМ1 и АД от сети. Так, происходит останов асинхронной машины.

Схема управления позволяет осуществить пуск, реверс и остановку электропривода с торможением в режиме противовключения. При этом для исключения разгона АД в другую сторону осуществляется контроль скорости и при скоростях близких к нулю выключается работающий контактор.

Согласно типовой схеме электропривода (рис. 1, а), составим следующие логические функции работы схемы управления:

$$KM1 = ((\bar{K} \wedge (SB1 \vee KM1) \wedge \overline{SB2}) \vee (K \wedge SR1)) \wedge \overline{KM2} \wedge \overline{FA},$$

$$KM2 = ((\bar{K} \wedge (SB2 \vee KM2) \wedge \overline{SB1}) \vee (K \wedge SR2)) \wedge \overline{KM1} \wedge \overline{FA},$$

$$K = (((KM1 \vee KM2) \wedge K) \vee SB3) \wedge \overline{FA},$$

где $\overline{FA} = \overline{FA1} \wedge \overline{FA2} \wedge \overline{FA3}$.

Работа реле контроля скорости АД описывается уравнением

$$SRB = SRH = \begin{cases} 1, & \text{при } |\omega| \geq 0,1\omega_n; \\ 0, & \text{при } |\omega| < 0,1\omega_n. \end{cases}$$

Приведенные выше уравнения являются математической моделью работы схемы управления электроприводом и реле контроля скорости АД.

На рис. 2 приведена разработанная имитационная модель асинхронного электропривода. Силовая часть электропривода представлена в левой части рисунка, в середине – интерфейс связи, реле контроля скорости и кнопки управления «Вперед», «Назад» и «Стоп», а справа схема управления электроприводом.

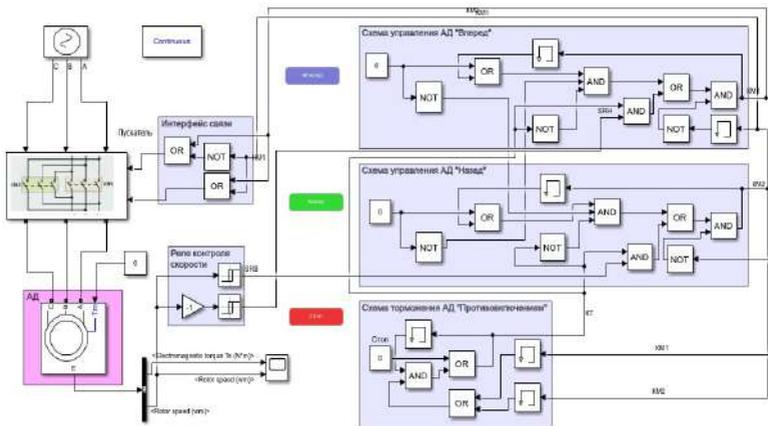


Рис. 2. Имитационная модель асинхронного электропривода

На рис. 3 представлены временные диаграммы работы имитационной модели асинхронного электропривода. В верхнем окне осциллограммы показано изменение электромагнитного момента во времени, а в нижнем – угловая скорость электродвигателя. Временные диаграммы отображают пуск АД «Вперед», реверс электропривода и «Стоп».

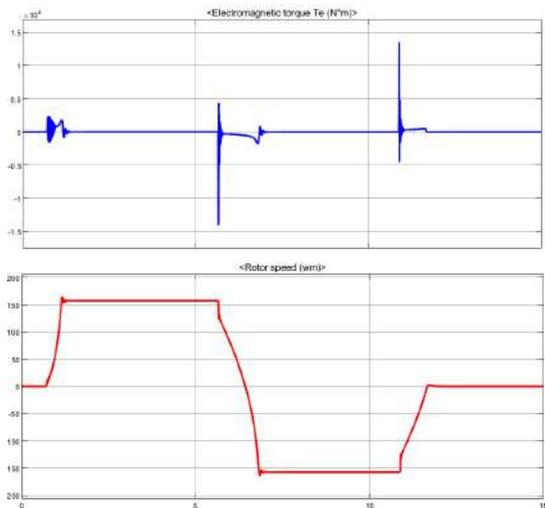


Рис. 3. Временные диаграммы работы имитационной модели асинхронного электропривода

Выводы:

1. Разработана имитационная модель нерегулируемого реверсивного асинхронного электропривода в среде программирования Matlab Simulink.

2. Тестирование подтвердило достоверность имитационной модели электропривода во всех режимах ее функционирования.

Литература

1. Джэндубаев А. З. Р., Алиев И. И. MATLAB, Simulink и SimPowerSystems в электроэнергетике. Черкесск: БИЦ СевКавГГТА, 2014. 136 с.

2. Терехин В. Б. Моделирование систем электропривода в Simulink. Томск: Изд-во Томского политех. ун-та, 2008. 320 с.

3. Структурный синтез автомата для смесительной установки / Г. П. Охоткин [и др.] //Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 92–96.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АБСТРАКТНОГО АВТОМАТА УПРАВЛЕНИЯ РЕВЕРСИВНЫМ ПРИВОДОМ В СРЕДЕ SIMULINK

В автоматизированных системах управления технологическими процессами широкое применение получили реверсивные асинхронные электроприводы с жесткой логикой управления. Реализация управления с использованием средств микропроцессорной техники позволяет существенно повысить гибкость и надежность системы.

Рассмотрим моделирование системы управления реверсивным приводом в среде Simulink на основе дискретного автомата. Для этого были определены алфавиты автомата: 1) входной алфавит $X = \{SR, SB2, SB3, SB1\}$, где SR – скорость асинхронного двигателя, $SR2$ – кнопка «Вперед», $SR3$ – кнопка «Назад», $SR1$ – кнопка «Стоп»; 2) выходной алфавит $Y = \{KM1, KM2\}$, где $KM1$ – контактор, обеспечивающий вращение АД вперед, $KM2$ – контактор, обеспечивающий вращение АД назад; 3) алфавит состояний $S = \{S0, Svp, Snz\}$, где $S0$ – состояние «Остановка», Svp – состояние «Вращение вперед», Snz – состояние «Вращение назад». За начальное состояние было принято состояние $S0$. Кроме того, была введена внутренняя переменная P для сохранения признака нажатия на кнопку $SB1$, что необходимо для перехода автомата при выключении электропривода сначала в режим торможения противовключением, затем при скорости, близкой к 0 – в состояние «Остановка».

Был разработан следующий алгоритм реализации схемы управления реверсивным асинхронным электроприводом: первоначально электропривод находится в состоянии «Остановка». При нажатии на кнопку «Вперед» замыкается контактор $KM1$ и электропривод начинает разгоняться вперед, набирая скорость до номинальной. Далее, нажатие на кнопку «Назад» размыкает контактор $KM1$ и замыкает контактор $KM2$, что приводит сначала к торможению противовключением, затем к разгону в обратном направлении также до номинальной скорости. Кнопка

«Стоп» после торможения противовключением при спаде скорости до определенного значения выключает контакторы КМ1 и КМ2, предотвращая разгон электропривода в обратную сторону. В данной работе за номинальную взята скорость 150 об/мин. Соответственно, 10 % от номинальной скорости 15 об/мин. Совмещенная таблица переходов и выходов представлена в таблице.

Таблица

Совмещенная таблица переходов и выходов автомата управления асинхронным реверсивным двигателем

	S0	Svp	Snz
SB2	Svp/KM1=1, KM2=0, P=0	Svp/KM1=1, KM2=0, P=0	Svp/KM1=1, KM2=0, P=0
SB3	Snz/KM1=0, KM2=1, P=0	Snz/KM1=0, KM2=1, P=0	Snz/KM1=0, KM2=1, P=0
SB1	S0/KM1=0, KM2=0, P=0	Snz/KM1=0, KM2=1, P=1	Svp/KM1=1, KM2=0, P=1
SR>15 & P=1	-	S0/KM1=0, KM2=0, P=0	-
SR<15 & P=1	-	-	S0/KM1=0, KM2=0, P=0

На основе таблицы переходов и выходов был разработан граф автомата (рис. 1)

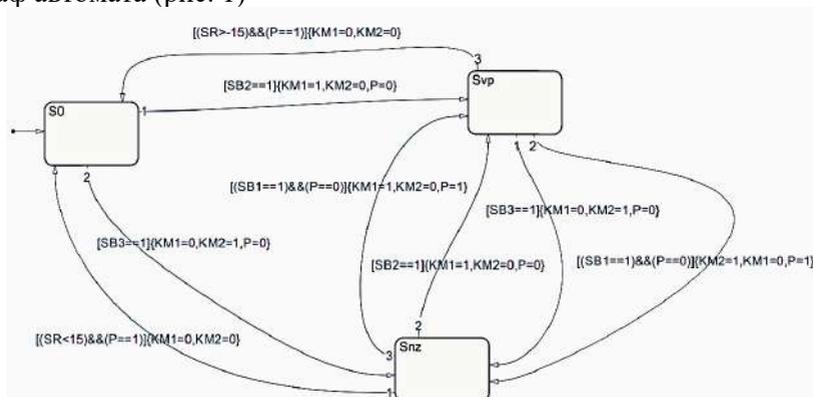


Рис. 1. Граф абстрактного автомата

Результат работы автомата представлен на рис. 2.

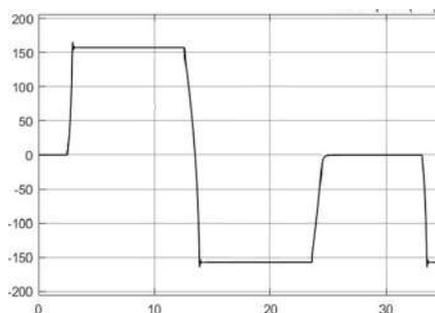


Рис. 2. Изменение скорости вращения электропривода

Литература

1. Структурный синтез автомата для смесительной установки / Г. П. Охоткин [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 92–96.

2. Андреев В. В. Разработка конечного автомата в среде программирования CODESYS // Наука. Наследие. Университет: сборник материалов 56-й Междунар. науч. студ. конф. Посвящается Году культурного наследия народов Российской Федерации, Году выдающихся земляков в Чувашской Республике. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2022. С. 169–172.

3. Речнов А. В., Портнов М. С., Филиппов В. П. Моделирование системы автоматического управления в среде SimInTec // Высшее образование в эпоху глобальных трансформаций: достижения, вызовы, перспективы: материалы 15-й Междунар. учеб.-метод. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 232–237.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АБСТРАКТНОГО АВТОМАТА В СРЕДЕ SIMINTECH

При моделировании управляющего устройства, реализованного в виде конечного автомата, используется специальный графический язык Stateflow, который позволяет задать логику управления. В SimInTech конечные автоматы реализованы в виде стандартных субмоделей, внутри которых можно размещать неограниченное множество вложенных автоматов.

Рассмотрим модель системы регулирования уровня воды и управляющее устройство на базе конечного автомата. Объект управления включает два датчика – нижний Дн и верхний Дв. В качестве исполнительного устройства выступает электромагнитный клапан Кл. Для имитации слива предусмотрен переключатель без фиксации Слив. Алгоритм работы автомата следующий: при объеме воды в баке (U_p) меньше нижнего уровня, задаваемого датчиком Дн, открывается клапан Кл и начинается заливка. Процесс будет продолжаться до тех пор, пока не сработает датчик верхнего уровня, после чего закроется клапан, и заливка прекратится. В случае слива, если автомат находится в состоянии бездействия, уровень воды будет уменьшаться. Если же автомат находится в состоянии заливки, уровень воды будет возрастать, но с меньшей скоростью, так как скорость заливки выше скорости слива. Разработанная карта состояний конечного автомата представлена на рис. 1.

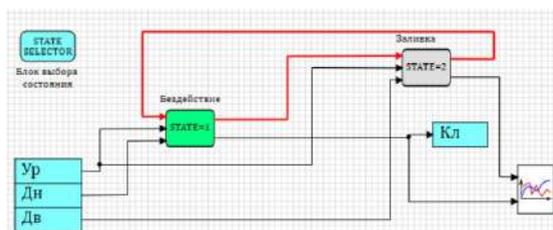


Рис. 1. Карта состояний конечного автомата

Логика переходов автомата представлена на рис. 2. При уровне меньше заданного формируется сигнал 1, и произойдет переключение автомата в состояние Заливка, если больше, то формируется сигнал 0 для перехода автомата в состояние Бездействие.

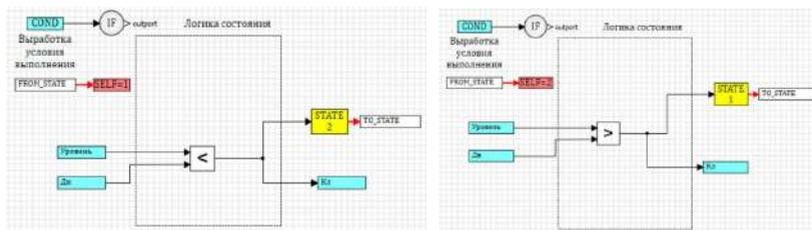


Рис. 2. Логика для каждого состояния автомата

Таким образом, для моделирования управляющего автомата в среде SimInTech можно использовать специальную субмодель «Карта состояний конечного автомата», в которой на верхнем уровне строится граф переходов состояний, включающий алфавит состояний и переходы между ними. На последующих нижних уровнях (субмодели состояний) задается логика переходов для каждого состояния. При этом SimInTech обладает интуитивно понятным интерфейсом.

Литература

1. Структурный синтез автомата для смесительной установки / Г. П. Охоткин [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 92–96.

2. Андреев В. В. Разработка конечного автомата в среде программирования CODESYS // Наука. Наследие. Университет: сборник материалов 56-й Междунар. науч. студ. конф. Посвящается Году культурного наследия народов Российской Федерации, Году выдающихся земляков в Чувашской Республике. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2022. С. 169–172.

3. Речнов А. В., Портнов М. С., Филиппов В. П. Моделирование системы автоматического управления в среде SimInTec // Высшее образование в эпоху глобальных трансформаций: достижения, вызовы, перспективы: материалы 15-й Междунар. учеб.-метод. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 232–237.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ SIMULINK И OPC СЕРВЕРА CODESYS

Создание прототипа нерегулируемого асинхронного электродвигателя является актуальной задачей, так как построение имитационной модели в среде Simulink позволит провести тестирование программной системы управления асинхронным электродвигателем во всех режимах работы. С использованием технологии OPC (Open Platform Communications) можно связать модель объекта с программой управления на ПЛК [1]

Силовая часть имитационной модели асинхронного электропривода вместе с реле регулирования скорости представлена в виде блока Subsystem Matlab-Simulink. Программа управления электроприводом загружается в виртуальный контроллер CoDeSys SP PLCWinNT [2]. Сервер OPC считывает данные о скорости двигателя и записывает их в контроллер через блок OPC Write, а затем формирует сигналы управления для контакторов КМ1, КМ2 и передает их через блок OPC Read [3].

На рис. 1 показан аппаратно-программный комплекс – прототип асинхронного электропривода, состоящий из блоков библиотеки OPC Toolbox.

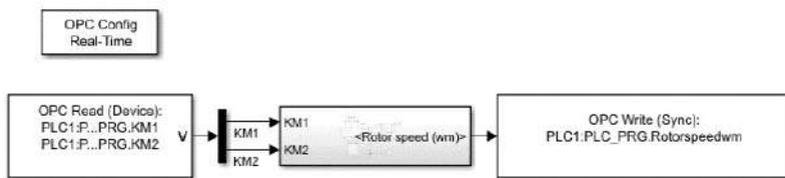


Рис. 1. Связь имитационной модели с управляющей программой

На рис. 2 показаны временные диаграммы работы асинхронного электропривода, отражающие переходные процессы при пуске (положительное значение скорости), реверсе (отрицатель-

ное значение скорости) и остановке (нулевое значение скорости) электродвигателя.

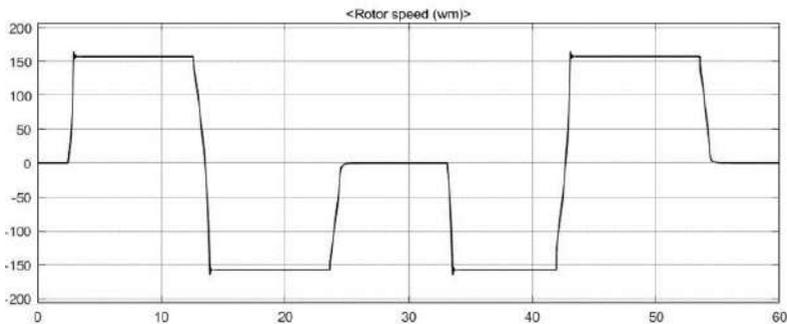


Рис. 2. Временная диаграмма изменения скорости асинхронного двигателя

С использованием ОРС-технологий можно осуществлять мониторинг работы асинхронного двигателя в реальном режиме времени, при этом нет необходимости проводить натурные испытания, что значительно сокращает время проектирования и стоимость работ.

Литература

1. Генерация программы абстрактной автоматической смесительной установки в коде ПЛК / Г. П. Охоткин [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электрических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 76–80.

2. Визуализация функционирования смесительной установки на CODESYS / Г. П. Охоткин [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электрических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 80–82.

3. Структурный синтез автомата для смесительной установки / Г. П. Охоткин [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 92–96.

Васильева Л.Н., Охоткин Г.П., Портнов М.С.
(Чебоксары, ЧГУ)

ПОДКЛЮЧЕНИЕ ПЛК К SCADA-СИСТЕМЕ TRACE MODE С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ OPC-СЕРВЕРА

Для решения задач в области автоматизации при подключении программируемых логических контроллеров (ПЛК) к SCADA-системе широко применяются технологии OPC.

Рассмотрим имитационную модель системы управления асинхронного электропривода [1] с использованием виртуального контроллера CoDeSys SP PLCWinNT. На языке ST стандарта МЭК 61131-3 [2] оформлена программа для получения сигналов управления с контакторов асинхронного электропривода.

Связь между ПЛК и SCADA-системой будет осуществляться через OPC-сервер CoDeSys. После настройки сервера данные из него можно передавать в отечественную систему TraceMode, предназначенную для программирования ПЛК и разработки диспетчерских приложений.

Во вкладке «Источники/приемники» SCADA-системы TraceMode зададим входных и выходных переменные для обеспечения взаимодействия проекта с внешним миром. В данном случае это будут переменные, предназначенные для обмена по сети между нижним и верхним уровнями. Каждую созданную переменную OPC нужно сконфигурировать, затем необходимо подключить переменную из OPC-сервера к созданной переменной. На следующем этапе создается экран оператора. Скорость вращения двигателя будет отображаться на тренде красным цветом.

Запуск проекта осуществляется при помощи загрузки программного обеспечения в ПЛК, включения OPC-сервера и запуска монитора реального времени в SCADA-системе [3]. Запустим профайлер TraceMode и на тренде экранной формы сможем наблюдать временные диаграммы работы асинхронного электропривода, отражающие переходные процессы при пуске, реверсе и остановке двигателя (рисунок).

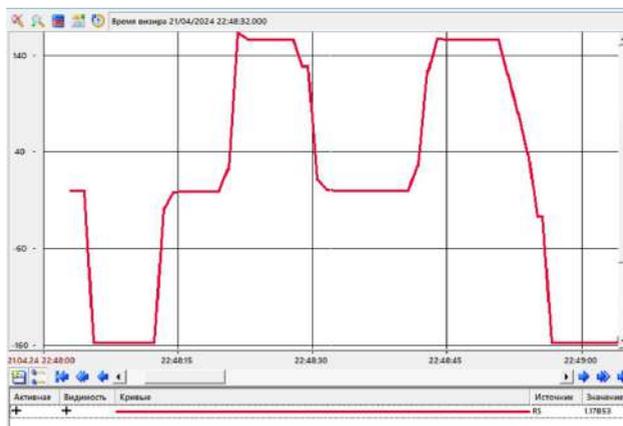


Рис. 1. Экранная форма в системе TraceMode

Использование OPC-сервера при подключении ПЛК к SCADA-системе позволяет осуществить интеграцию этих систем и организовать обмен технологическими данными, обеспечивая связь верхнего и нижнего уровней АСУ ТП.

Литература

1. Решение задач диагностики электрических машин с использованием Scada-системы / А. А. Афанасьев [и др.] // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 5-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 311–319.

2. Генерация программы абстрактной автоматической смесительной установки в коде ПЛК / Г. П. Охоткин [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электрических и электронных систем: материалы 15-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 76–80.

3. Использование Scada-системы Trace Mode для контроля СКН по ваттметрограмме / В. С. Генин [и др.] // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 5-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. С. 252–262.

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВОМ ПЛАВНОГО ПУСКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА STM32F407

Устройства плавного пуска (УПП) асинхронных двигателей обладают широкой востребованностью в промышленности в связи с постоянным внедрением и модернизацией автоматических систем управления электрическими машинами переменного тока. Анализ работы УПП асинхронного двигателя, основанного на использовании схемы трехфазного тиристорного преобразователя напряжения представлен в работах [1, 2]. В предлагаемой статье рассматривается структура микроконтроллерной системы управления, реализованная на базе микроконтроллера STM32F407. На рис. 1 представлена структурная схема системы управления, где силовая часть устройства заменена условным обозначением объект управления (ОУ).

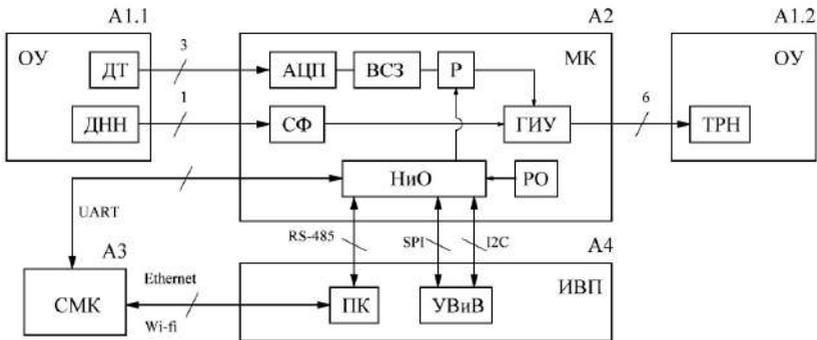


Рис. 1. Структурная схема системы управления

Также на рис. 1 представлены: А1 – объект управления; А2 – микроконтроллер (МК) (аппаратные и программные модули); А3 – сетевой микроконтроллер (СМК); А4 – интерфейс взаимодействия с пользователем (ИВП); ДТ – датчики тока; ДНН – датчик перехода линейного напряжения через 0 В; ТРН – трехфазный тиристорный регулятор переменного напряжения; АЦП – аппаратный аналого-цифровой преобразователь; ВСЗ – программное звено выборки среднеквадратического зна-

чения; Р – программный регулятор фазы управления; СФ – программный модуль синхронизации начала отсчета; ГИУ – программно–аппаратный генератор импульсов управления; НиО – программный модуль настройки и отладки; РО – программный модуль регистрации сбоев управления; ПК – портативный компьютер; УВиВ – устройства ввода и вывода.

ГИУ основан на работе трех выходных каналов аппаратного таймера TIM1 микроконтроллера STM32F407 в режиме пространственно-векторной модуляции. На рис. 2 представлены временные диаграммы импульсов, формируемые на выходе трех каналов таймера TIM1.

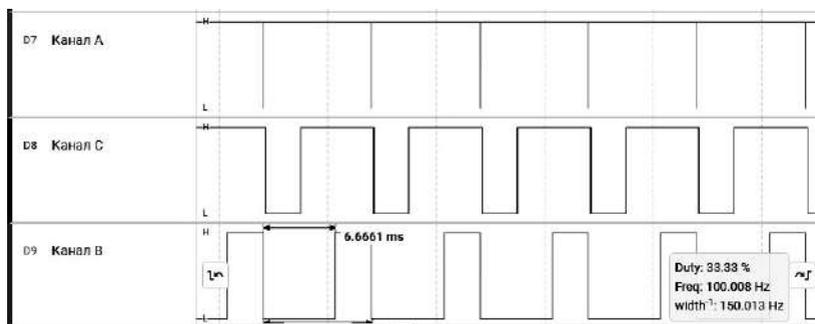


Рис. 2. Временные диаграммы импульсов управления

Для управления ТРН на выходе ГИУ формируются импульсы длительностью 3,33 мс и периодом повторения 20 мс.

Литература

1. Осипов В. С. Система импульсно-фазового управления тиристорным преобразователем с увеличенной зоной настройки фазы управляющих импульсов // *Флагман науки*. 2023. № 10(10). С. 414–422.

2. Патент № 2576330 С1 Российская Федерация, МПК H02P 21/00, H02P 27/06, H02P 25/02. электропривод переменного тока: № 2014138532/07: заявл. 23.09.2014: опубл. 27.02.2016 / В. В. Тимошкин [и др.]; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Национальный исследовательский Томский политехнический университет».

Котин Д.А., Сухинин С.Е.
(Новосибирск, НГТУ)

СИНХРОНИЗАЦИЯ ПРИВОДНЫХ БАРАБАНОВ МНОГОДВИГАТЕЛЬНОГО КОНВЕЙЕРА

В многодвигательном ленточном конвейере необходимо поддерживать синхронную скорость приводных барабанов для поддержания равномерного натяжения ленты. Возможны различные варианты реализации системы ведущий-ведомый для обеспечения синхронизации приводных барабанов.

Для механизмов, в которых валы двигателей имеют жесткую механическую связь, предпочтительным является система ведущих-ведомый с поддержанием одинакового момента на двигателях. Для механизмов без механической связи между валами необходимо использовать систему ведущих-ведомый по поддержанию скорости. Для механизмов с гибкой кинематической связью возможно применение обоих способов синхронизации.

В ленточном конвейере между валами двигателей приводных барабанов существует гибкая кинематическая связь, образуемая лентой. Для конвейера возможна реализация системы синхронизации, как по моменту, так и по скорости. Для изучения особенности пуска конвейера с различными вариантами синхронизации была построена математическая модель двухдвигательного ленточного конвейера с асинхронным частотно-регулируемым электроприводом [Лит.].

Для оценки качества пуска были выбраны следующие параметры: максимальное значение тягового фактора, максимальный момент нагрузки каждого электродвигателя, максимальное значение колебания участков ленты. После выхода конвейера на номинальную скорость на 15, 17 и 20 секундах происходит ступенчатый наброс нагрузки.

Данные о максимальном тяговом факторе, моменте нагрузки и колебаниях скорости сведены в таблицу. На рисунке представлен график скоростей сосредоточенных масс конвейера при работе конвейера с системой ведущий-ведомый по моменту.

Из результатов видно, что синхронизация по моменту выравнивает между собой моменты двигателей, уменьшая максимальное значение нагрузки для второго двигателя и максимальное значение тягового фактора. При этом при резком изменении

массы транспортируемого груза в номинальном режиме работы появляются колебания ленты, которых нет при синхронизации скоростей.

Параметры пуска конвейера

Параметр	Параметр синхронизации	
	Скорость	Момент
Максимальное значение тягового фактора	7,1	6,8
Максимальное значение момента нагрузки первого двигателя	360	330
Максимальное значение момента нагрузки второго двигателя	240	280
Максимальное значение скорости сосредоточенной массы ленты	2,12	2,12

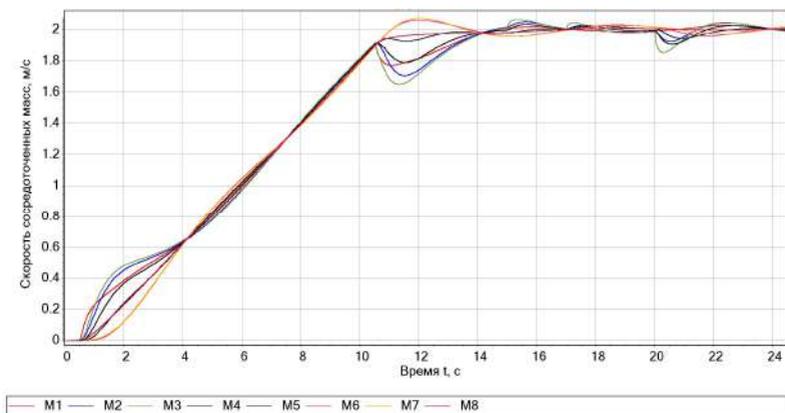


График скоростей сосредоточенных масс конвейера

Таким образом, оба метода синхронизации могут использоваться в ленточном конвейере, выбор метода зависит от того, что необходимо минимизировать: колебания ленты или максимальное значение моментов нагрузки.

Литература

Котин Д. А., Сухинин С. Е. Способы минимизации тягового фактора ленточного конвейера // Горное оборудование и электромеханика. 2023. №. 1. С. 165.

ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИИ ПЛАТЫ УПРАВЛЕНИЯ НАМОТЧИКА КАБЕЛЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНОГО СУДНА КОПТЕРНОГО ТИПА

Одним из наиболее эффективных решений задачи патрулирования определенного сектора на линии боевого соприкосновения является применение беспилотного судна коптерного типа с питающим кабелем, что позволяет выполнять полетные задания в течение практически неограниченного интервала времени.

Основная проблема применения данных типов беспилотных воздушных судов заключается в процессе сворачивания/разворачивания системы, при которой кабель питания можно изогнуться или перекрутиться таким образом, что приведет к повреждению его целостности. Для сохранения эксплуатационных характеристик кабеля питания необходимо применение электропривода с механической системой намотки кабеля (намотчик кабеля) с оптимальным радиусом намотки, при котором исключается его повреждение.

Применение существующих намотчиков кабеля является неэффективным, поскольку они предполагают ручное регулирование (в частности, поворот платформы и маневрирование с кабелем с целью исправления кривизны намотки решается с применением двух и более операторов), в результате чего время и трудовые ресурсы расходуются неэффективно.

Для эффективной работы платформы намотчика кабеля для беспилотного судна коптерного типа необходимо использование платы управления, позволяющей в значительной степени автоматизировать процессы сворачивания и разворачивания системы в целом. Актуальность настоящего исследования обусловлена тем, что на рынке электронных устройств отсутствуют технические решения, предназначенные для обеспечения автоматизированного решения обозначенной задачи. Целью данного исследования является обсуждение основных функций платы управления.

1. Обеспечение возможности трехосевого отклонения платформы для исправления кривизны намотки кабеля питания, для чего необходимо использование серводвигателей. Для контроля отклонения поворотной платформы необходимо использовать абсолютные энкодеры с цифровым выходным сигналом. Наилучшими вариантами являются энкодеры с интерфейсом микропроцессорных взаимодействий SSI.

2. Возможность сохранения параметров намотчика в энергонезависимой памяти. При этом может быть сохранен основной алгоритм намотки за последнюю итерацию сворачивания или разворачивания кабеля. Данный параметр может быть использован в дальнейшем для реализации обратного алгоритма разворачивания.

3. Наличие электромагнитного реле для возможности включения/выключения привода намотчика при необходимости. Для контроля намоточного устройства необходимо наличие концевых выключателей.

4. Необходимо предусмотреть возможность удаленного подключения по интерфейсу микропроцессорных взаимодействий Ethernet.

5. Наличие интерфейса для отладки на начальных этапах.

Таким образом, выделены основные наиболее важные функции платы управления намотчика кабеля для беспилотного судна коптерного типа, необходимые для автоматизации процессов сворачивания/разворачивания системы и обеспечения целостности кабеля питания.

Литература

1. *Смирнов Ю. А.* Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. 4-е изд. стер. СПб: Лань, 2021. 456 с.

2. *Музипов Х. Н., Кузяков О. Н.* Микроэлектронные датчики и оптические средства контроля: учеб. пособие. Тюмень: ТюмГНГУ, 2013. 202 с.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПЛАТЫ УПРАВЛЕНИЯ НАМОТЧИКА КАБЕЛЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНОГО СУДНА КОПТЕРНОГО ТИПА

В последние годы одним из распространенных методов патрулирования сектора в пределах линии боевого соприкосновения является применение беспилотных воздушных судов коптерного типа, имеющего внешний источник питания, подключаемый через кабель питания. При этом имеется возможность выполнения полетного задания в течение периода времени, намного превышающего возможности беспилотных судов с автономным источником питания.

В процессе сворачивания/разворачивания системы патрулирования, необходимо использование электроприводов намоточных устройств [1], которые обеспечивают намотку кабеля с оптимальным радиусом намотки, при котором исключается его повреждение. Актуальность настоящего исследования обусловлена тем, что на рынке электронных устройств отсутствуют технические решения, предназначенные для автоматизации работы намотчика кабеля. Целью данного исследования является обсуждение структурной схемы платы управления, которая бы обеспечивала автоматизацию процессов сворачивания/разворачивания системы в целом.

Структурная схема устройства представлена на рисунке. На данной схеме можно выделить основные узлы:

1. Драйверы, необходимые для управления электродвигателем намотчика и электродвигателем азимутального отклонения платформы (для исправления кривизны намотки кабеля питания).

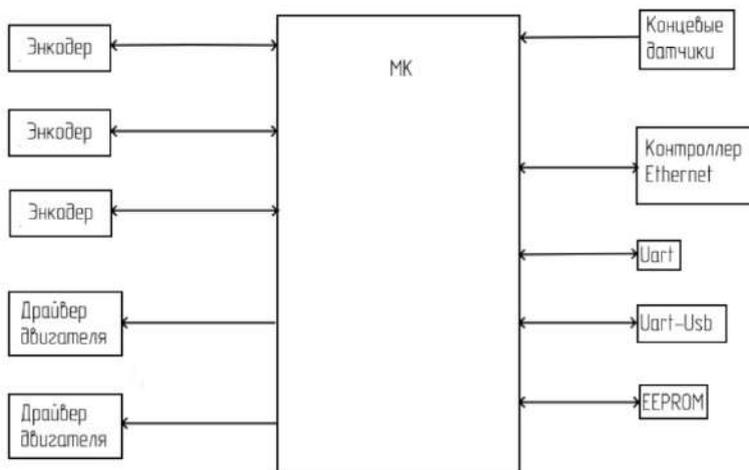
2. Энкодеры, необходимые для контроля отклонений платформы и двухступенчатого измерения поворота привода намотчика.

3. Концевые датчики, необходимые для обеспечения дополнительного контроля работы намотчика (то есть отключение работы устройства в случае возникновения аварийной опасности).

4. Контроллер Ethernet, необходимый для обеспечения аппаратной возможности информационного обмена данными с внешними узлами управления.

5. Разъем для подключения по интерфейсу UART и преобразователь UART-USB, необходимые для программирования микроконтроллера и отладки работы устройства на начальных этапах ввода устройства в эксплуатацию.

6. Память EEPROM, необходимая для сохранения основных параметров последней итерации сворачивания/разворачивания системы.



Структурная схема устройства

Литература

1. *Смирнов Ю. А.* Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. 4-е изд. стер. СПб: Лань, 2021. 456 с.

2. *Музиков Х. Н., Кузяков О. Н.* Микроэлектронные датчики и оптические средства контроля: учеб. пособие. Тюмень: ТюмГНГУ, 2013. 202 с.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УСТРОЙСТВА ИЗМЕРЕНИЯ РАССТОЯНИЯ С ЦИФРОВЫМ ВЫХОДОМ

Одним из актуальных направлений автоматизации решения производственных задач является проектирование устройств измерения расстояния с цифровым выходом. Использование интерфейсов микропроцессорных взаимодействий позволяет добиться помехозащищенной передачи данных на значительные расстояния, что позволяет реализовать многоточечную структуру информационной системы для промышленной автоматизации.

Основная проблема рассматриваемой предметной области заключается в том, что стоимость устройств данного рода на рынке электронных девайсов является достаточно высокой. Кроме того, подавляющее большинство подобных устройств измерения расстояния не имеют встроенного электронного ключа для оперативного включения некоторого исполняющего устройства при достижении пороговых значений измеряемой величины (например, система защиты или сигнализации), что достаточно востребовано при решении ряда производственных задач.

Данные положения обуславливают актуальность настоящего исследования, цель которого заключается в обсуждении структурной схемы устройства, обеспечивающей выполнение требуемых функций (измерение расстояния, срабатывание электронного ключа при достижении пороговых значений) с выходным интерфейсом микропроцессорных взаимодействий.

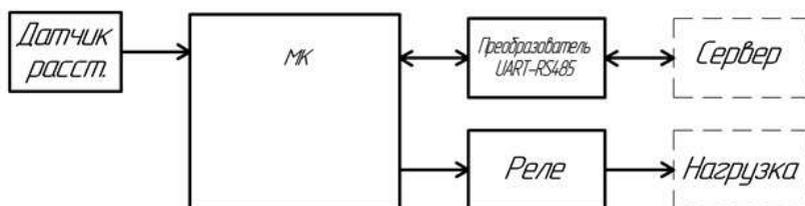
Структурная схема устройства представлена на рисунке. На данной схеме можно выделить следующие основные узлы:

1. Датчик расстояния (при этом предлагается использовать ультразвуковой датчик в силу их невысокой стоимости и возможности обеспечивать измерение расстояния с приемлемой точностью в диапазоне, достаточном для решения подавляющего большинства производственных задач).

2. Преобразователь UART-RS485 для связи с «сервером», поскольку дешевые микропроцессорные устройства не имеют возможности передачи данных по интерфейсу RS485 (помехозащищенный, позволяющий передавать данные на значительные расстояния и распространенный на экономических субъектах промышленной направленности). Тем не менее микропроцессоры зачастую имеют поддержку интерфейса UART, что обуславливает выбор данного типа преобразователей интерфейсов микропроцессорных взаимодействий.

3. Реле для возможности подключения нагрузки переменного или постоянного тока с высокой нагрузочной способностью и широким диапазоном напряжений.

4. Микроконтроллер, необходимый для реализации логики работы устройства и основных требуемых функций (косвенное измерение расстояния и передача его значения на сервер, получение пороговых значений расстояния, включение реле при достижении порога).



Структурная схема устройства

Литература

1. *Огородников И. Н.* Микропроцессорная техника: учебник. 2-е изд., перераб. и доп. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2007. 380 с: ил.

2. *Белоус К. В., Куделя В. Н.* Компьютерные технологии в области автоматизации и управления: учеб. пособие. СПб: СПбГУТ им. М.А. Бонч-Бруевича, 2021. 63 с.

АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ПЛАТЫ УПРАВЛЕНИЯ НАМОТЧИКА КАБЕЛЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНОГО СУДНА КОПТЕРНОГО ТИПА

В последние годы актуальным направлением проектирования систем и устройств для оборонно-промышленного комплекса является производство беспилотных воздушных судов коптерного типа. Использование беспилотников фактически определило новый формат ведения боевых действий, вследствие чего актуальным направлением современной промышленной электроники оборонно-промышленного комплекса является постоянное совершенствование имеющихся технологий и разработка новых перспективных средств и методов ведения войны.

При использовании беспилотников основной проблемой является сложность выполнения длительных полетных заданий вследствие низкой емкости существующих аккумуляторных батарей [1]. На данный момент наибольших возможностей удалось добиться применением цепей питания смешанного типа (аккумуляторы и генераторный ДВС), что дало возможность выполнения почти 10 часового полетного задания.

Тем не менее, существуют такие полетные задания, как патрулирование определенного сектора, при которых необходимо обеспечение непрерывного нахождения в воздушном пространстве [2]. Применение двух беспилотников, поочередно меняющих друг друга, в данном случае не является рациональным и экономически выгодным.

Поэтому для решения таких задач применяются беспилотные суда с кабелем питания (то есть судно остается связанным с наземным пространством через кабель питания). При этом значительно оптимизируются параметры «полезной нагрузки» вследствие отсутствия необходимости в обеспечении источников автономного питания.

Для защиты кабеля в процессе подъема/спуска беспилотника необходимо наличие специального намоточного устройства. Для решения данной задачи возможно использование электро-

привода намоточного типа, основное назначение которого заключается в скручивании силового кабеля в моток с радиусом, при котором исключается возможность его повреждения. При этом необходимо обеспечить трехкоординатное отклонение плоскости намоточного электропривода для маневрирования с кабелем (с целью сохранения его целостности) в процессе сворачивания/разворачивания системы. При этом данное решение позволит выполнять разворот платформы намоточного устройства в соответствии с направлением разведки беспилотного воздушного судна.

На данный момент из обозначенного функционала выполняется только применение намоточного электропривода. При этом сам процесс плохо автоматизирован, многое зависит от оператора, в том числе для исправления кривизны намотки кабеля питания необходимо использование нескольких людей, что подтверждает актуальность проектирования платы управления намотчика кабеля, применение которой может позволить автоматизировать работу устройства.

Литература

1. *Смирнов Ю. А.* Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. 4-е изд. стер. СПб: Лань, 2021. 456 с.

2. *Ощепков А. Ю.* Математическое и компьютерное моделирование современных систем автоматического управления: учеб. пособие для вузов. СПб: Лань, 2024. 252 с.

Сергеев А.Г., Селивестров Н.В.
(Чебоксары, АО «ВНИИР»)

ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ШАРОВЫМИ МЕЛЬНИЦАМИ

В настоящее время для регулирования скорости вращения шаровых мельниц широко начали внедряться преобразователи частоты (ПЧ) [1, 2]. Для вращения шаровых мельниц применяют-

ся как синхронные, так и асинхронные двигатели. Из-за больших мощностей, требуемых для вращения мельницы, используют в основном высоковольтные электродвигатели на 6 (10) кВ.

При эксплуатации шаровой мельницы могут возникать разные режимы работы. В частности, при длительном (час и более) останове мельницы с продуктом внутри может случиться режим затвердевания материала [3]. В таком случае последующий запуск мельницы в работу может сопровождаться аварийными ситуациями. Затвердевшая масса не будет скатываться со стенок с началом вращения, поднимаясь вверх. При достижении угла поворота мельницы выше 90 градусов вся эта масса может свободно упасть внутри мельницы сверху вниз. Это может привести к выходу из строя подшипников, сходу мельницы с направляющих реек и, соответственно, к длительным простоям технологического процесса. На рис. 1 приведены угловые характеристики загрузки шаровой мельницы в начале вращения.

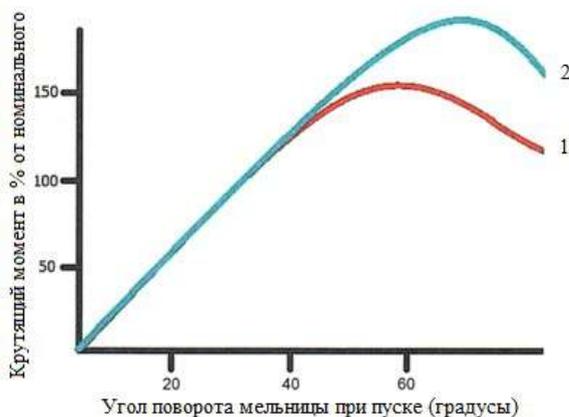


Рис. 1. Угловая характеристика загрузки мельницы: 1 – нормальный пуск; 2 – пуск с затвердевшим материалом

Характеристика 1 показывает крутящий момент для мельницы с нормальным пуском. Характеристика 2 показывает крутящий момент для мельницы с затвердевшей загрузкой (со «слежавшейся массой»). Как видно из характеристик, при нор-

мальном режиме мельницы крутящий момент уменьшается при углах мельницы 50-70 градусов.

Исходя из вышесказанного, возникает задача контроля затвердевшего материала в мельнице. Эту функцию можно реализовать в преобразователе частоты.

Уравнение динамики электродвигателя описывается выражением

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{дв}} - M_{\text{с}}, \quad (1)$$

где J – момент инерции двигателя совместно с мельницей; ω – угловая скорость двигателя; $M_{\text{дв}}$ – момент вращения двигателя; $M_{\text{с}}$ – момент сопротивления нагрузки.

Из выражения (1) следует, что для контроля затвердевшего материала в мельнице необходимо вычислять динамический момент двигателя.

АО «ВНИИР» поставил на один из горно-обогажительных комбинатов АО «Норникель» преобразователь частоты типа ABS-Drive [4] для регулирования шаровых мельниц мощностью 8 МВт. В ПЧ была реализована функция контроля затвердевшей массы. При запуске мельницы в таком режиме ПЧ отключался и выдавал сигнал в АСУ мельницы. Угол поворота не превышал безопасные 75 градусов. Осциллограммы при пуске шаровой мельницы с затвердевшим материалом (срабатывание защиты), снятые на объекте заказчика, приведены на рис. 2 и 3.

Преобразователь частоты ABS-Drive работает с выполнением всех требований заказчика, среди которых одним из основных является контроль затвердевшего материала (слежавшаяся масса) и отключение при запуске мельницы в таком режиме.

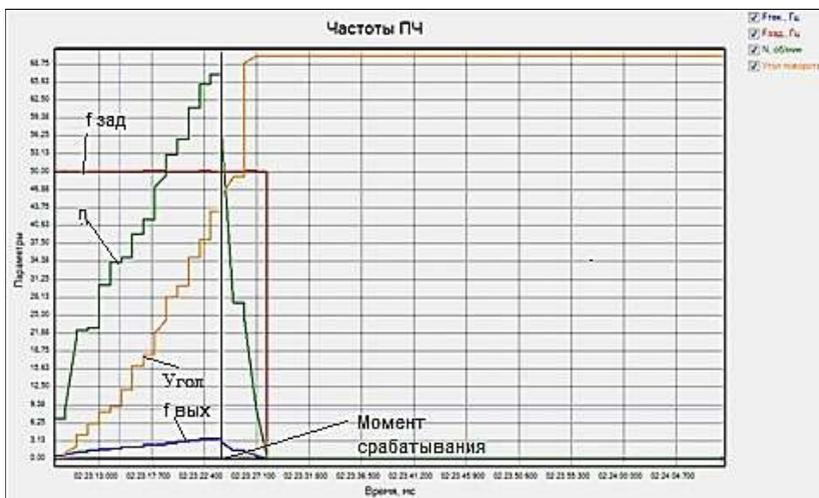


Рис. 2. Осциллограммы при пуске мельницы с затвердевшим материалом: $f_{\text{зад}}$ – заданная частота (Гц); $f_{\text{вых}}$ – выходная частота (Гц); n – скорость вращения двигателя (об/мин); Угол – угол поворота мельницы (градусы)

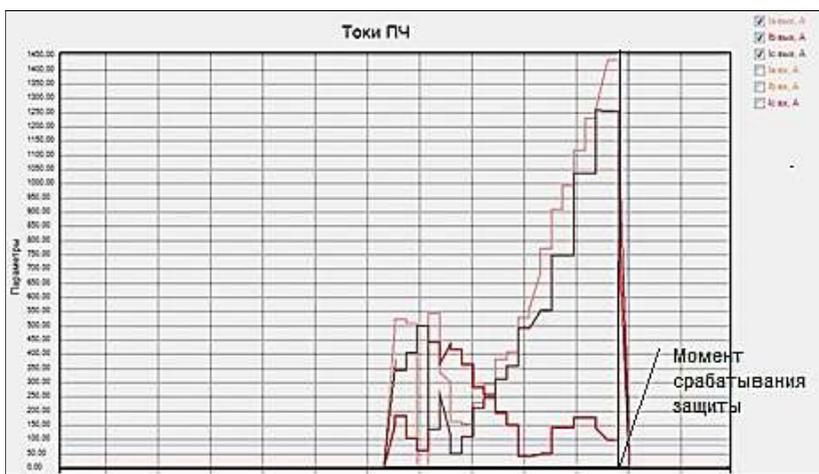


Рис. 3. Осциллограммы токов двигателя при пуске мельницы с затвердевшим материалом

Литература

1. Управление приводом мельниц. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.vesper.ru/presscenter/video/upravlenie-privodom-melnits/> (дата обращения 20.03.2024).

2. EM318C-Шаровая мельница с ЧРП. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.sineedrive.com/special-VFD-ru/ball-mill-frequency-converter> (дата обращения 20.03.2024).

3. Контроль затвердевания материала в мельнице и два способа его избежать. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.metso.com/ru/insights/blog/mining-and-metals/keeping-an-eye-out-for-grinding-mill-dropped-charge-and-two-ways-to-prevent-it/>(дата обращения 20.03.2024).

4. Высоковольтные частотные электроприводы серии ABS-DRIVE-2 / А. Г. Семенов [и др.] // Труды 8-й Междунар. (14-й Всерос.) конф. по автоматизированному электроприводу АЭП-2104: в 2 т. / отв. за выпуск И. В. Гуляев. Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2014. Т. 1. С. 457–460.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ, РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ И ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ

Фадеева Л.Ю., Хуснутдинов М.В.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ФИЛЬТРАЦИЯ L-МАРКОВСКОГО ФРАКТАЛЬНОГО ПРОЦЕССА С КВАЗИРАЦИОНАЛЬНЫМ СПЕКТРОМ

В радиотехнических устройствах всегда наблюдаются случайные изменения параметров принимаемых сигналов, поэтому задачи фильтрации особенно актуально звучат в настоящее время, особенно при разработке устройств СВЧ диапазона. Представляя входной сигнал фильтра как реальный стационарный случайный процесс, возможно моделирование, прогнозирование и управление процессом фильтрации.

Известно [1], что существуют эффективные решения задачи фильтрации для случайных процессов с рациональными спектральными плотностями. Менее известным является тот факт, что явные формулы фильтрации получены и для процессов с квазирациональным спектром [1]. Задача фильтрации заключается в восстановлении значения полезного (передаваемого) сигнала $\xi(s)$ в момент $t+\tau$ ($\tau>0$ при фильтрации с прогнозом; $\tau<0$ при фильтрации с запаздыванием) по известным в прошлом, т.е. при $s\leq t$ значениям принимаемого сигнала $\rho(s) = \xi(s) + \eta(s)$ с квазирациональной спектральной плотностью

$$f_{gg}(\omega) = \frac{|S(\omega)|^2 \left| \sum_{k=0}^n Q_k(\omega) e^{-i\omega g_k} \right|^2}{|Q(\omega)|^2 \left| \sum_{j=0}^m P_j(\omega) e^{-i\omega p_j} \right|^2} = \frac{|S(\omega)|^2 |G(\omega)|^2}{|Q(\omega)|^2 |K(\omega)|^2}. \quad (1)$$

Принимаемый $\rho(s)$ и передаваемый $\xi(s)$ сигналы, а также случайный шум $\eta(s)$ предполагаются стационарными и стационарно связанными процессами, причем $M \eta(s) = 0$.

Задача фильтрации заключается в построении наилучшего линейного оператора фильтрации L , содержащего спектральную характеристику $\Phi_\tau(\omega)$,

$$\tilde{\xi}(t + \tau) = L \{ \rho(t - s), s \geq 0 \} = \int_{-\infty}^{\infty} e^{it\omega} \Phi_{\tau}(\omega) dZ(\omega), \quad (2)$$

где $Z(\omega)$ – случайная функция с некоррелированными приращениями.

В работе рассматриваются принимаемые сигналы $\rho(s)$, имеющие спектральную плотность (1) при $S(\omega) = G(\omega) = 1$ и совместную квазиполиномиальную спектральную плотность

$$f_{\xi\rho}^*(\omega) = \left| \sum_{k=0}^q M_k(\omega) e^{-i\lambda_k \mu_k} \right|^2 / |M(\omega)|^2. \quad (3)$$

В этом случае принимаемый сигнал $\rho(s)$ является L -марковским случайным сигналом и при некоторых значениях p_k , $k = 0, 1, 2, \dots, n$ также и фрактальным, что было показано в работе [2] с помощью показателя Херста, оказавшегося равным в пределах 0,7–0,9, что свидетельствует о персистентности процесса.

Спектральная характеристика фильтрации для такого сигнала будет иметь вид

$$\Phi_{\tau}(\omega) = \frac{K(\omega)E(\omega) + \sum_{i=0}^m \sum_{j=0}^q \sum_{k=k_{j+1}^{(i)}} \bar{M}_j(\omega) M_k(\omega) K(\omega) \bar{P}_i(\omega) e^{i\omega(\mu_j - \mu_k + \tau + p_i)}}{|M(\omega)|^2}, \quad (4)$$

где целые числа $k_j^{(i)}$, $j = 0, 1, 2, \dots, q$; $i = 0, 1, 2, \dots, m$ и многочлен $E(\omega)$ однозначно определяются из системы линейных алгебраических уравнений.

Из формул (2) – (4) следует, что линейный оператор фильтрации зависит от значений принимаемого и передаваемого сигнала и их производных только в конечном числе точек замкнутого отрезка, что представляет очевидную ценность для радиотехнических приложений.

Литература

1. *Yaglom A. M.* An Introduction to the Theory of Stationary Random Functions / Revised English edition translated and edited by Richard A. Silverman. Mineola, New York, 2004. 247 p.

2. *Фадеева Л. Ю., Хуснутдинов М. В.* L -марковские процессы как фрактальные случайные процессы с конечной памятью // Нигматуллинские чтения–2023: сборник докладов Междунар. науч. конф. Казань: Изд-во АН РТ, 2023, С. 85–89.

Потапов А.А.
(Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН)

ФРАКТАЛЫ И МУЛЬТИФРАКТАЛЫ В ДЕЙСТВИИ*

В соответствии с Концепцией технологического развития на период до 2030 года, утвержденной Распоряжением Правительства РФ от 20 мая 2023 г. № 1315-р, сквозные технологии (технологические направления) – перспективные технологии межотраслевого назначения, обеспечивающие создание инновационных продуктов и сервисов и оказывающие существенное влияние на развитие экономики, радикально меняя существующие рынки и (или) способствуя формированию новых рынков.

В перечень сквозных технологий обработки и передачи данных вошли: искусственный интеллект, включая технологии машинного обучения и когнитивные технологии, технологии хранения и анализа больших данных, технологии распределенных реестров, нейротехнологии, технологии виртуальной и дополненной реальностей, квантовые вычисления, квантовые коммуникации, новое промышленное и общесистемное программное обеспечение, геоданные и геоинформационные технологии, технологии доверенного взаимодействия, современные и перспективные сети мобильной связи. В перечень сквозных новых производственных технологий вошли: технологии компонентов робототехники и мехатроники, технологии сенсорики, микроэлектроника и фотоника, технологии новых материалов и веществ, их моделирования и разработки.

В докладе показаны возможность и необходимость объединения дорожных карт «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» для будущих сквозных технологий.

В первой части доклада рассмотрены (включая данные 2024 г.) основные направления внедрения созданной автором топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) информации в новые прорывные технологии. Исследования проводятся в фундаментальном научном направлении «Фрактальная радио-

*Исследования выполнены в рамках Государственного задания ИРЭ РАН, тема «Эфир - 2».

физика и фрактальная радиоэлектроника: проектирование фрактальных радиосистем», инициированного и разрабатываемого автором в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН с 1979 г. (кстати, первым в СССР) по настоящее время [1–11]. Введение в научный обиход вышеупомянутых понятий позволило автору впервые в мире предложить и применить новые размерностные и топологические (а не энергетические!) признаки или инварианты на основе изучения топологии выборки принятого сигнала (рис. 1 – рис. 5).



Рис. 1. Текстуры и фракталы для обработки малоконтрастных изображений и сверхслабых сигналов в шумах и помехах

В докладе представлены наши результаты по фракталам в радиолокации и фотонике [1–13] с 2019 по 2024 гг. На рис. 2 и рис. 5: ФНОРС – фрактальный непараметрический обнаружитель радиолокационных сигналов, ТП – текстурные признаки, ЧФК – частотная функция когерентности.

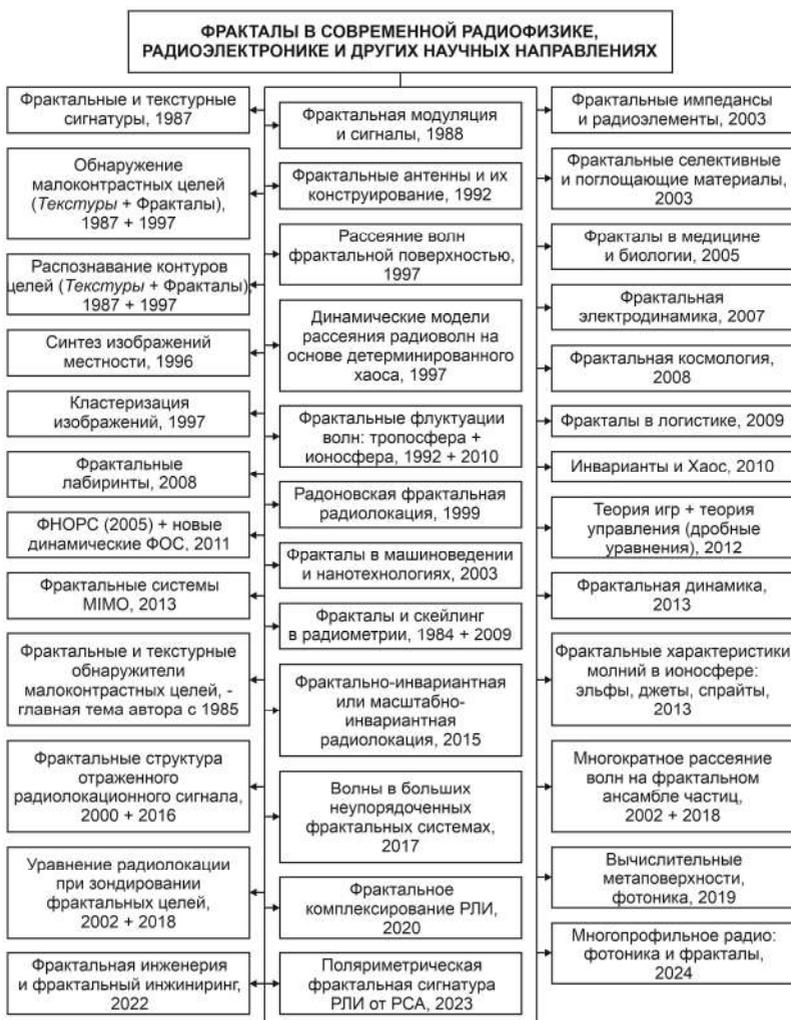


Рис. 2. Эскиз развития автором прорывных технологий на основе фракталов, эффектов скейлинга и дробных операторов для физики и радиоэлектроники

Автор утверждает и доказывает, что полное описание процессов современной обработки сигналов и полей невозможно с помощью подходов классической математики. Это обозначено автором как фрактальная парадигма и фрактальный инжиниринг. Данной работе по объединению дорожных карт предшествовали наши доклады в России и Китае в 2022-2023 гг. [3–6].



Рис. 3. Авторская концепция фрактальных радиосистем, датчиков, устройств и радиоэлементов

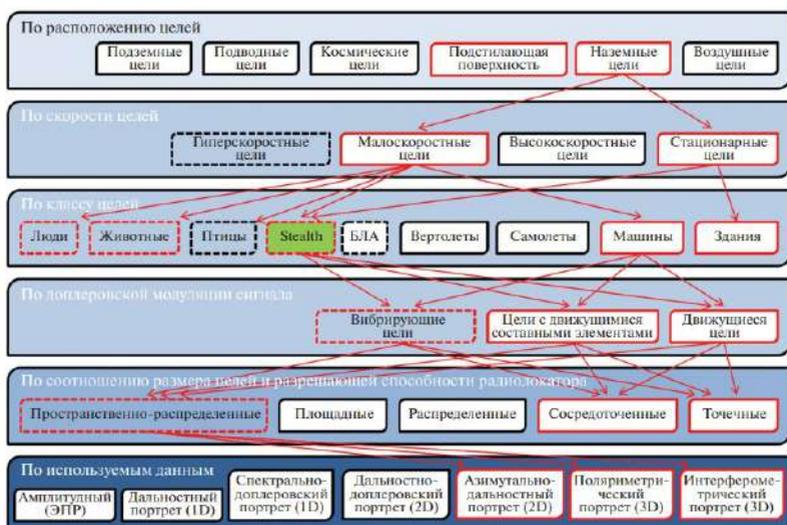


Рис. 4. Пример классификации радиолокационных целей (БЛА – беспилотные летательные аппараты) [9]



Рис. 5. Новые топологические признаки и методы обнаружения малококонтрастных (малозаметных) объектов на фоне интенсивных шумов и помех

Непрерывное совершенствование ТТФО сигналов и полей в современной радиофизике и радиоэлектронике подразумевает постоянное улучшение скорости обработки информации и поиск новых физических принципов для ее осуществления.

Здесь, несомненно, будущее принадлежит фотонным и радиофотонным технологиям. Далее во второй части доклада кратко представлены избранные результаты в области фотоники и вычислительных метаповерхностей (МП), которые были получены автором с китайскими учеными. За период 2019 - 2023 гг. автором с китайскими учеными были совместно выполнены около десятка работ по фотонике и радиофотонике, которые опубликованы в ведущих международных научных журналах. Их тематика следующая: оптико-аналоговые вычисления пространственного дифференцирования и обнаружение контуров; метаповерхности Гюйгенса; управление рассеянием света наночастицами с помощью магнитоэлектрической связи и нулевое обратное рассеяние; теория рассеяния света наночастицами и электромагнитные мультиполи; численное моделирование; поверочные эксперименты в области частот от 4 до 7,5 ГГц; сильная оптомеханическая связь в цепочечных волноводах и кольцевых резонаторах из наночастиц и наностержней кремния с квазисвязанными состояниями в континууме (фотон – фононное взаимодействие с микроструктурами) и т.п.

В наших статьях [12, 13] мы продолжаем актуальный цикл обобщающих работ на русском языке по фотонике и радиофотонике, кратко выделяя наиболее многообещающие, на наш взгляд, решения. Из статьи [13] ниже приведен рис. 6, который суммирует некоторые наши результаты.

В последние годы появились приложения искусственного интеллекта (ИИ) во многих дисциплинах, включая оптику, инженерно, медицину, экономику и т.д. В частности, синергия ИИ и метаоптики приносит большую пользу обеим областям. В отличие от обычных МП, интеллектуальная МП обладает тремя важными свойствами: цифровизацией, программируемостью и интеллектом, предоставляя нам возможность контролировать взаимодействие волны, информации и материи без вмешательства человека. Здесь цифровизация позволяет интеллектуальной МП кодировать/декодировать и хранить цифровую информацию

на физическом уровне; программируемость означает, что интеллектуальная МП способна реализовывать различные функции с одной физической сущностью, и переключение между которыми путем изменения последовательностей управляющего кода; в то время как интеллект указывает на то, что интеллектуальная МП имеет локальные или облачные алгоритмы в качестве своего мозга и способна принимать решения, самопрограммироваться и выполнять ряд последовательных задач без контроля человека.

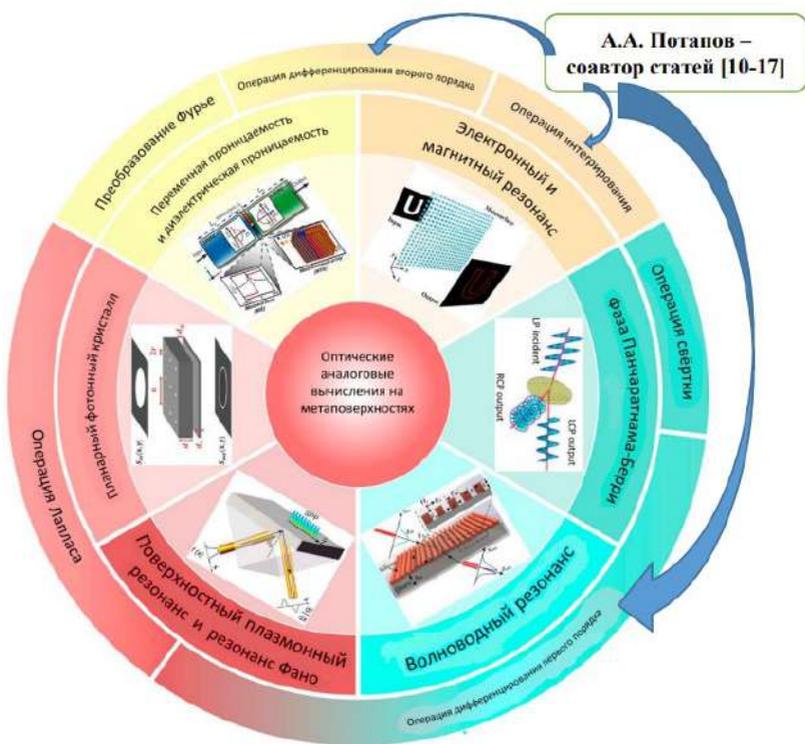


Рис. 6. Различные физические основы оптических аналоговых операций на метаповерхностях [13]

Одним словом, интеллектуальные МП могут предоставить нам интеллектуальные платформы для манипулирования волно-информационными взаимодействиями материи, которые об-

ладают многообещающими потенциалами в установлении прямой связи между физическим миром и цифровым миром и служат естественной ролью слияния физической сущности с ее цифровым двойником. Интеллект является ядром интеллектуальных МП, и алгоритмы (особенно методы глубокого обучения) могут хорошо взять на себя эту роль. В докладе рассмотрены наиболее характерные примеры интеллектуальных МП, в частности, беспроводная «мысленная связь» через платформу «мозг–компьютер–МП», управление диаграммой направленности антенн (аналогично фазированной антенной решетке), уменьшение характеристик рассеяния целей и т.д.

В заключение следует отметить, что МП – это очень широкая область исследований и ее развитие только начинается. Можно сказать, что в МП корень многих увлекательных топологических явлений в физике и экзотических манипуляций с волнами. По сравнению с вычислениями с электронами в качестве среды, фотонные вычисления, естественно, имеют преимущества высокой размерности передачи информации и сильной возможности параллельной передачи. Хотя цифровые технологии относительно зрелые, их энергопотребление велико, а скорость медленная. Полностью оптические вычисления являются альтернативной схемой.

В статье на конкретных примерах проанализированы возможности интеграции дорожных карт по фракталам, искусственному интеллекту и фотонике (радиофотонике) с целью создания сквозных технологий для современных и будущих задач радиолокации (РСА), телекоммуникаций (ММО), радиофизики и радиотехники. Внедрение фракталов, эффектов скейлинга и дробных операторов дает «импульс» и современной радиоэлектронике, так как вся предыдущая и настоящая радиоэлектроника базируется исключительно (и только!) на основе теории целочисленных функций. И это *принципиально новая радиотехника*.

Наш приоритет в этих областях на 2024 год закреплен более чем 1200 работами и 47 отечественными и зарубежными монографиями и отдельными главами в них на русском, английском и китайском языках; сделаны доклады в 23 странах. По монографиям автора поставлены курсы лекций по фракталам в различных университетах России и стран ближнего зарубежья, а

также в Китае. В научно-информационной сети Research Gate (А. А. Potapov (researchgate.net)) работы автора сейчас читают более 60 тысяч корреспондентов.

Литература

1. Профессор Александр Алексеевич Потапов. Фракталы в действии: Библиографический указатель / Под ред. акад. Ю. В. Гуляева. М.: ЦПУ «Радуга», 2019. 256 с. (Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН 26.12.2018 г., протокол № 8).

2. Гуляев Ю. В., Потапов А. А. Применение теории фракталов, дробных операторов, текстур, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в синтезе новых информационных технологий для задач радиоэлектроники (в частности, радиолокации) // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 9. С. 839–854.

3. Potapov Alexander A. Author's Approaches to Fractal Engineering and the Philosophy of Fractal Engineering: Fractal Radio Systems and International Priorities in the Study of Fractal Applications in Radio Electronics // Proc. IEEE Conf. Antenna Measurements & Applications (IEEE CAMA) (China, Guangzhou, 14–17 December 2022). 6 p. DOI: 10.1109/CAMA56352.2022.10002640. – (Date Added IEEE Xplore: 05 January 2023).

4. Потапов А. А. Дорожные карты «Фракталы», «Фотоника» и «Искусственный интеллект» необходимо объединить: наши международные приоритеты в сквозных технологиях. Ч. I – III // Материалы докл. 8-й Междунар. НТК «В.Ф. Уткин – 100 лет со дня рождения. Космонавтика. Радиоэлектроника. Геоинформатика» (Рязань, 27–29 сентября 2023 г.). Рязань, Изд-во РГРТУ, 2023. С. 162–175.

5. Potapov Alexander A. Roadmaps «Fractals», «Artificial Intelligence» and «Photonics» Need to Be Combined (Our International Priorities in End-to-End Technologies) // Proc. 16th Sino - Russia Symposium on Advanced Materials and Technologies / Ed. by The Nonferrous Metals Society of China (Haikou, Hainan Province, China: November 06–14, 2023). Changsha: Central South University Press, 2023. P. 31–36.

6. Потапов А. А. Топологическая текстурно-фрактальная обработка информации и вычислительные метаповерхности в

сквозных технологиях // Аннотированная программа 3-го Всероссийского форума с международным участием «Академические Жуковские чтения» (Воронеж, 22–24 ноября 2023 г.). Воронеж: ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», 2023. С. 109. (Пленарный доклад).

7. *Потапов А. А., Кузнецов В. А., Потоцкий А. Н.* Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки радиолокационных и оптических малоcontrastных изображений // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66. № 5. С. 457–467.

8. *Потапов А. А., Кузнецов В. А., Аликулов Е. А.* Структурно-параметрический синтез систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных радиолокационных изображений // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 1. С. 51–67.

9. *Потапов А. А., Кузнецов В. А.* Текстурно-фрактальный анализ поляриметрических изображений, формируемых радиолокационными станциями с синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника. 2023. Т. 68. № 10. С. 941–953. (К 70-летию ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН).

10. Патент RU 2746038 C1 G06T 5/50 (2020.09). Способ фрактального комплексирования многочастотных радиолокационных изображений / *Кузнецов В. А., Потапов А. А., Аликулов Е. А.* // (Приоритет изобретения 05.09.2020 г. Дата государственной регистрации 06.04.2021 г.). Бюл. № 10.

11. Радиолокация. Теория и практика / Под ред. *А. Б. Бляхмана*. М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2023. 719 с.

12. *Потапов А. А.* Вычислительные диэлектрические метаповерхности в фотонных топологических устройствах обработки многомерных сигналов // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 1. С. 11–30.

13. *Потапов А. А.* Интеллектуальные метаповерхности, Фурье-оптика и криптография: новые научные горизонты // РЭНСИТ. 2024. Т. 16. № 2. С. 173–206.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ АКУСТИЧЕСКОГО ЛИНЕЙНОГО МАССИВА

Акустический линейный массив, как и любое сложное высокотехнологичное устройство, нуждается в системе управления и контроля, которая способна в любой момент подкорректировать работу каждого элемента, или же вовсе нарушить его работоспособность в случае возникновения внештатной ситуации. Также нередки ситуации, когда из-за большого количества элементов в одном массиве задача выявления неисправностей отдельных составляющих становится поистине тяжелой. Для этих целей применяются специальные системы мониторинга и контроля, которые позволяют проследить уровень отправляемого сигнала на все элементы [1].

Система управления линейным массивом может отличаться в зависимости от требуемых задач и типа самого устройства. Сама акустическая система может быть двух видов: пассивного и активного. В профессиональных цифровых усилителях, используемых на большинстве крупных проектов, имеется возможность выставления временных задержек на каждый из каналов, включение/выключение и выбор частоты обрезных фильтров, создание и сохранение параметров эквалайзера и т.д. К сожалению, на активных акустических элементах, как правило, нет такого большого диапазона возможностей и их настройки ограничены несколькими функциями. Таким образом, в случае использования пассивных акустических линейных массивов, усилитель является одним из элементов системы управления [2].

Следующим звеном в цепи управления массивом является звуковой процессор. Это устройство является коммутационным центром всей системы. Именно здесь осуществляется маршрутизация и обработка сигналов. Еще одна немаловажная функция процессора – возможность отключения канала, например, если элемент массива вышел из строя в процессе работы. Как правило, все элементы коммутируются в процессор независимо друг от друга, что позволяет, во-первых, детально настроить каждый

из них, а во-вторых, отключить только необходимый в случае неисправности.

На основе всех рассмотренных элементов можно составить небольшую структурную схему (рис. 1), которая может быть скорректирована в зависимости от типа акустической системы.

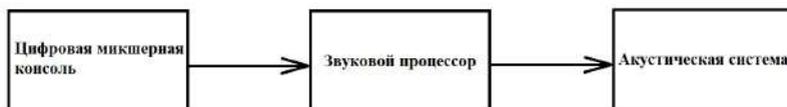


Рис. 1. Структурная схема системы управления акустическим линейным массивом

Для проверки состояния элементов линейного массива предлагается исследовать возможность проверки элементов путем измерения амплитудно-частотной характеристики на основе широкополосных зондирующих сигналов и оценки отклика на них с использованием Фурье- или вейвлет-преобразований. Предложенный способ позволит улучшить точность и оперативность оценки состояния звукового оборудования для улучшения процессов управления им.

Литература

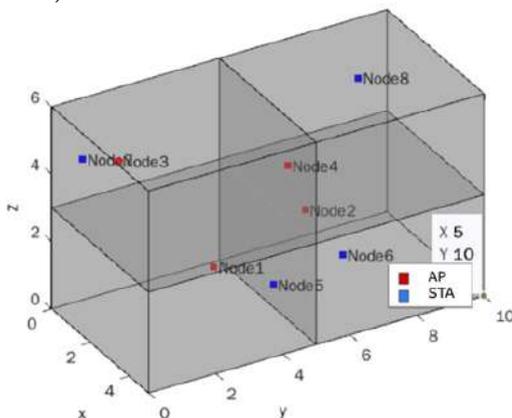
1. *Стаценко Л. Г., Сальникова Е. Н.* Акустические системы. М.: Проспект, 2015. 101 с.
2. *Алдошина И. А.* Высококачественные акустические системы и излучатели. М.: ЕЕ Медиа, 2024. 164 с.
3. *Денисов Е. С.* Система измерения электрохимического импеданса водородных топливных элементов на основе широкополосных зондирующих сигналов // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2022. Т. 78. № 1. С. 92–98.
4. *Шиндор О.В., Денисов Е.С., Евдокимов Ю.К.* Прогнозирование режимов работы водородного топливного элемента на основе вейвлет-анализа // Нелинейный мир. 2011. Т. 9. № 12. С. 813–817.

Шафигуллин Ин.Д., Фадеев В.А., Никишин Т.П., Корсукова К.А.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ВНУТРИКАНАЛЬНЫХ ПОМЕХ (CCI) И ПОМЕХ СМЕЖНЫХ КАНАЛОВ (ACI) СТАНДАРТА IEEE 802.11N

В стандарте IEEE 802.11 существует два основных вида помех: совместный канал (CCI) и смежный канал (ACI). Случай ACI является разновидностью электромагнитных помех и может быть аппроксимирован спектральным перекрытием. С точки зрения физики случай CCI – это то же самое, что ACI, но более контролируемое, поэтому в CCI должно быть меньше коллизий. Таким образом, этот случай помех следует исследовать отдельно, включая неэлектромагнитные проблемы.

Первым шагом в исследовании CCI стало моделирование передачи данных по стандарту IEEE 802.11n в наборе инструментов WLAN MatLab. В качестве эталона был использован пример [Лит.]. Были смоделированы четыре случая: один Wi-Fi маршрутизатор (узел-передатчик) с одним связанным устройством (узел-приемник) (отсутствие помех); два, четыре (рисунк) и восемь одновременно работающих Wi-Fi маршрутизаторов (случай помех).



Моделирование четырех комнат (каждая: 5 м×5 м×3 м)
с Wi-Fi маршрутизаторами (красные узлы),
и связанными с ними устройствами (синие узлы)

Все передатчики были настроены следующим образом:

- индекс MCS (схемы модуляции и кодирования): 7;
- ширина полосы пропускания: 20 МГц;
- каналы: 6 (2,4 ГГц);
- защитный интервал: 0,8 микросекунд.

Результаты моделирования представлены в таблице.

№	Пример	Пропускная способность (Мбит/с)
1	1 Wi-Fi маршрутизатор (Узел 1) и связанное с ним устройство (Узел 2)	Узел 1 - Узел 2: 60
2	2 Wi-Fi маршрутизатора	Узел 1 - Узел 3: 35.5 Узел 2 - Узел 4: 30.7
3	4 Wi-Fi маршрутизатора	Узел 1 - Узел 5: 15.8 Узел 2 - Узел 6: 27.4 Узел 3 - Узел 7: 11.5 Узел 4 - Узел 8: 11.5
4	8 Wi-Fi маршрутизаторов	Узел 1 - Узел 9: 15.4 Узел 2 - Узел 10: 15.4 Узел 3 - Узел 11: 7.7 Узел 4 - Узел 12: 0.5 Узел 5 - Узел 13: 0 Узел 6 - Узел 14: 3.8 Узел 7 - Узел 15: 7.7 Узел 8 - Узел 16: 7.7

Исходя из результатов моделирования можно отметить, что общая пропускная способность остается на уровне 60-65 Мбит/с во всех случаях, а пропускная способность распределяется неравномерно, некоторые узлы могут страдать от помех больше, чем другие, что иллюстрирует конкурентный характер совместного использования ресурсов. Этот набор моделирования будет использоваться в дальнейшей работе в качестве основы для кейса CCI.

Литература

«802.11ax Multinode System-Level Simulation of Residential Scenario Using MATLAB – MATLAB & Simulink – MathWorks Switzerland.» Ch.mathworks.com, ch.mathworks.com/help/wlan/ug/802-11ax-multinode-system-level-simulation-of-residential-scenario-using-matlab.html.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Цифровые фильтры (ЦФ) с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) являются одними из самых широко используемых ЦФ в современных системах обработки сигналов, включая фильтрацию, декодирование и восстановление сигналов. Для синтеза КИХ-фильтров с линейной фазой используются методы: взвешивания с помощью окна, частотной выборки, расчета оптимальных (по Чебышеву) фильтров. Идеальные частотные характеристики ЦФ нереализуемы. Возможна лишь их аппроксимация с той или иной степенью точности. Аппроксимируемая и аппроксимирующая функции должны соответствовать определенным требованиям. Если для выполнения равенства аппроксимируемой и аппроксимирующей функции используется какой-либо критерий приближения, то синтез является оптимальным. Существуют также оптимальные фильтры по среднеквадратичному отклонению на интервале от 0 до половины частоты дискретизации f_d , то есть достижения минимума среднего квадрата ошибки на всем интервале. При чебышевской аппроксимации ошибка контролируется в каждой точке интервала $[0, f_d/2]$ и она не должна превышать допустимую величину и для расчета применяются численные методы (линейное программирование, алгоритм замены Ремеза). При синтезе КИХ-фильтров методом окна используются различные весовые функции (окна), на которые умножается усеченная импульсная характеристика (ИХ) идеального фильтра для того, чтобы уменьшить явление Гиббса, возникающее в точке разрыва. Наиболее известные окна: окна Ганна, Хэннинга, Хэмминга, Кайзера, Блэкмана, Фейера, Долфи-Чебышева, Ланцоша, Каппелини и другие. Каждое окно подбирается так, чтобы уменьшить ширину переходной полосы или уменьшить пульсации в полосе задерживания и пропускания при заданном порядке фильтра. В методе частотной выборки для вычисления ИХ используется обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) частотной

характеристики. Непосредственное нахождение ДПФ не дает удовлетворительной ИХ из-за того, что невозможно предсказать поведение частотной характеристики между выборками. Для уменьшения ошибки аппроксимации получают интерполирующую функцию для частотной характеристики с учетом симметрии и действительной ИХ и выбора количества частотных выборок. Также сглаживают точку разрыва. Для более точной аппроксимации используют методы оптимизации.

Одним из ключевых методов проектирования ЦФ является использование вейвлет-преобразования (ВП). ВП является мощным инструментом для анализа сигналов [1–4] и изображений [5], поскольку оно позволяет анализировать сигналы как во временной, так и в частотной областях одновременно. Это делает его особенно привлекательным для проектирования ЦФ, поскольку позволяет создавать компактные и эффективные фильтры [6].

Для проектирования ЦФ на основе ВП необходимо найти компромисс, учитывая несколько ключевых аспектов: выбор правильного вейвлета, способность подавлять шумы, степень соответствия восстановленного сигнала оригиналу, параметров фильтрации, таких как порядок фильтра, частотные характеристики, а также тип фильтра. Для решения поставленной задачи могут быть применены различные методы оптимизации.

Другим важным аспектом проектирования ЦФ на основе ВП является его реализация. После того как оптимальные параметры фильтра были найдены, необходимо реализовать его в виде программного кода или аппаратного устройства. При этом важно учитывать возможности целевой платформы и требования к производительности.

Проектирование ЦФ на основе ВП может оказаться сложной задачей, но при правильном подходе может привести к созданию эффективного и компактного фильтра, который удовлетворяет требованиям конкретной задачи обработки сигналов. Важно провести тщательный анализ требований к фильтру и выбрать оптимальные методы и инструменты для его проектирования и реализации.

При использовании ВП для проектирования ЦФ очень важно, чтобы скорость обработки сигналов была высокой. Для этого необходимо получить алгоритмы, которые позволяют на не-

сколько порядков уменьшить время вычисления ВП по сравнению с прямым численным интегрированием. Авторами получены алгоритмы прямого и обратного ВП с использованием быстрого преобразования Фурье, позволяющие на четыре порядка увеличить скорость обработки сигналов [7, 8].

Дальнейшие исследования и разработки в этой области могут привести к появлению еще более эффективных и разнообразных ЦФ, способных удовлетворить самым сложным требованиям в области обработки сигналов и изображений.

Литература

1. *Đuriš V., Semenov V. I., Chumarov S. G.* Wavelet transform of signals with VBA applications. Ste-Con: Karlsruhe, GmbH, Germany, 2022, 1st. ed. 203 p. ISBN 978-3-945862-44-5.

2. *Đuriš V., Semenov V. I., Chumarov S. G.* Application of continuous fast wavelet transform for signal processing. 1st. ed., London: Sciecee Publishing, 2021. 181 p. ISBN 978-1-9993071-9-6.

3. *Желтов П. В., Семенов В. И.* Вейвлет-анализ акустического сигнала // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2008. № 4. С. 68–71.

4. Алгоритмы идентификации фонем и формирования слова в системах распознавания речи на основе вейвлет-преобразования / П. В. Желтов [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2014. № 2. С. 98–102.

5. The Orthogonal Wavelets in the Frequency Domain Used for the Images Filtering / Viliam Ďuriš [et al.] // IEEE Access. Vol. 8. 2020. P. 211125–211134. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3039373.

6. *Viliam Ďuriš, Vladimir I. Semenov, Sergey G. Chumarov.* Wavelets and digital filters designed and synthesized in the time and frequency domains // Mathematical Biosciences and Engineering, 2022. № 19(3). P. 3056-3068. DOI: 10.3934/mbe.2022141.

7. *Đuriš V., Chumarov S. G., Semenov V. I.* Increasing the Speed of Multiscale Signal Analysis in the Frequency Domain // Electronics. 2023. № 12. P.745. <https://doi.org/10.3390/electronics12030745>.

8. Способы увеличения скорости непрерывного вейвлет-преобразования при решении задач декомпозиции и реконструкции сигналов / С. Г. Чумаров [и др.] // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 4(52). С. 42–51.

УВЕЛИЧЕНИЕ ТОЧНОСТИ РЕКОНСТРУКЦИИ СИГНАЛОВ КОНСТРУИРОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТОВ С ПРЯМОУГОЛЬНОЙ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

Непрерывное вейвлет-преобразование (ВП) с использованием вейвлетов на основе производных функции Гаусса (*МНАТ*-вейвлет) применялось только для исследования сигналов [1, 2]. Некоторая избыточность ВП, связанная с непрерывным изменением масштабного коэффициента и параметра сдвига, становится положительным качеством, так как позволяет более полно и четко представить и проанализировать содержащуюся в данных информацию. Трехмерное изображение вейвлет-спектра позволяет анализировать свойства сигнала одновременно в физическом и частотном пространствах. ВП хорошо подходит для анализа нестационарных сигналов любой продолжительности и позволяет выделять частоты и время изменения частоты сигнала. Считалось, что реконструировать сигнал с помощью этих вейвлетов невозможно. В научной литературе отмечается, что с применением вейвлетов на основе функции Гаусса анализ не является ортогональным, вейвлеты не имеют компактного носителя, отсутствует масштабирующая функция, возможность реконструкции не гарантирована. Авторам удалось создать алгоритмы ВП в частотной области, которые позволили не только увеличить скорость ВП на несколько порядков, но и реконструировать сигнал [3–7]. Для точного восстановления сигнала необходимо, чтобы полоса частот, занимаемая сигналом, была меньше полосы частот, занимаемой используемыми вейвлетами.

Так как при каждом значении масштабного коэффициента вейвлет представляет собой полосовой фильтр, набор вейвлетов представляет собой блок фильтров с неравномерной частотной характеристикой, определяемой константами A и B (рис. 1). Ошибка восстановления определяется разницей между A и B . Точное восстановление сигнала прямоугольной формы является наиболее трудной задачей, потому что спектр такого сигнала плохо спадает на высоких частотах, а для полных сигналов спектр уже и поэтому такие сигналы более точно реконструируются. Форма прямоугольного сигнала наиболее сильно искажается около краев.

При реконструкции сигнала прямоугольной формы с использованием вейвлета на основе *МНАТ*-вейвлета по краям импульса появляются выбросы, которые связаны с тем, что блок фильтров имеет неравномерную частотную характеристику. Форма реконструированного сигнала не точно повторяет оригинальный сигнал. Для более точной реконструкции можно построить дуальные двойственные вейвелты.

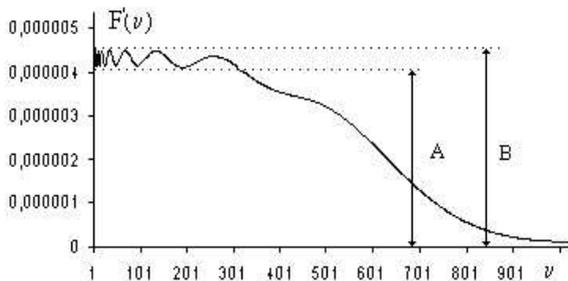


Рис. 1. Частотная характеристика набора *МНАТ*-вейвлетов

Исследования показывают, что использование дуальных вейвлетов позволяет увеличить точность реконструкции. Но дуальные вейвелты имеют недостаток, который заключается в том, что спектры вейвлетов перекрываются, они не строго ортогональны. В теории обобщенного преобразования Фурье доказывается, что вейвелты ортогональны, если скалярное произведение этих вейвлетов равно нулю. В частотной области это утверждение соответствует тому, что произведение спектров этих вейвлетов равно нулю, т.е. спектры не должны накладываться друг на друга.

Чтобы спектры не перекрывались, нужно получить АЧХ вейвлетов прямоугольной формы. Авторами сконструированы вейвелты с прямоугольной АЧХ [3–5]. На рис. 2, *a* и 2, *б* представлен вейвелт с самым малым значением масштабного коэффициента и АЧХ этого вейвлета соответственно; на рис. 3, *a* и 3, *б* – с большим значением масштабного коэффициента и АЧХ этого вейвлета. Как видно на рис. 2 и рис. 3, АЧХ имеет прямоугольную форму, нет переходной полосы и нет явления Гиббса, добротность одинаковая, много нулевых моментов, имеются все

признаки вейвлета. Можно сказать, что вейвлеты являются строго ортогональными.

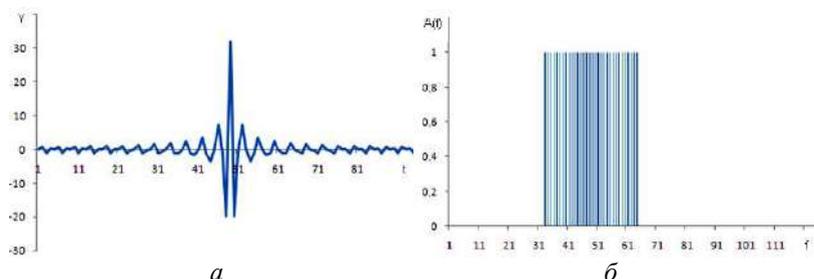


Рис. 2. Вейвлет с самым малым значением масштабного коэффициента (а) и его АЧХ (б)

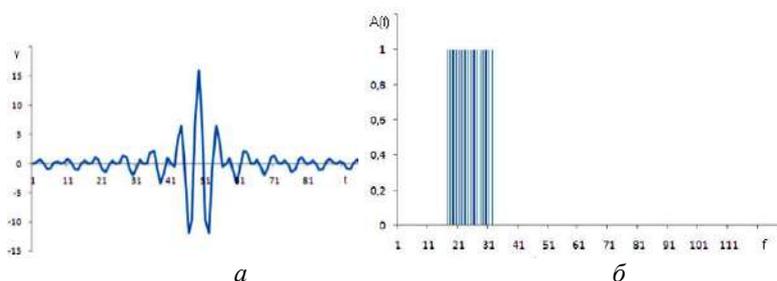


Рис. 3. Вейвлет с большим значением масштабного коэффициента (а) и его АЧХ (б)

При реконструкции сигнала прямоугольной формы с помощью ортогональных вейвлетов, реконструированный сигнал точно повторяет оригинальный сигнал. Сконструированные вейвлеты с прямоугольной АЧХ позволяют более точно реконструировать одномерные и двумерные сигналы, чем вейвлеты на основе производных функции Гаусса, вейвлетов Добеши, используемые в алгоритме Малла. Так же эти вейвлеты позволяют быстрее, чем в алгоритме Малла, производить декомпозицию и реконструкцию сигналов. Метод конструирования вейвлетов можно использовать для синтеза цифровых фильтров конечной импульсной характеристикой (КИХ) с линейной фазочастотной характеристикой. По сравнению существующими методами синтеза КИХ-фильтров, использование метода конструирования

вейвлетов более предпочтителен, так как этот метод относительно прост, но вместе с тем позволяет получать фильтры с прямоугольной АЧХ. Коэффициент прямоугольности полученных частотных характеристик равен единице, то есть, нет переходной полосы независимо от длины импульсной характеристики. Относительно легко получить многополосные фильтры с любой формой АЧХ. Коэффициент усиления может меняться в разных полосах пропускания различным образом. Немаловажно и то, что для синтеза фильтров не надо тратить много времени, потому что по сравнению существующими методами многие этапы проектирования отсутствуют.

Литература

1. *Желтов П. В., Семенов В. И.* Вейвлет-анализ акустического сигнала // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева. 2008. № 4. С. 68–71.

2. Алгоритмы идентификации фонем и формирования слова в системах распознавания речи на основе вейвлет-преобразования / П. В. Желтов [и др.] // Вестник Чувашского университета. 2014. № 2. С. 98–102.

3. The Orthogonal Wavelets in the Frequency Domain Used for the Images Filtering / Viliam Ďuriš [et al.] // IEEE Access. Vol. 8. 2020. P. 211125–211134. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3039373.

4. *Ďuriš V., Semenov V. I., Chumarov S. G.* Application of continuous fast wavelet transform for signal processing. 1st. ed., London: Sciemcee Publishing, 2021. 181 p. ISBN 978-1-9993071-9-6.

5. *Viliam Ďuriš, Vladimir I. Semenov, Sergey G. Chumarov.* Wavelets and digital filters designed and synthesized in the time and frequency domains // Mathematical Biosciences and Engineering, 2022. №19(3). P. 3056–3068. DOI: 10.3934/mbe.2022141.

6. Способы увеличения скорости непрерывного вейвлет-преобразования при решении задач декомпозиции и реконструкции сигналов / С. Г. Чумаров [и др.] // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 4(52). С. 42–51.

7. *Ďuriš V., Chumarov S. G., Semenov V. I.* Increasing the Speed of Multiscale Signal Analysis in the Frequency Domain // Electronics. 2023. № 12. P. 745. <https://doi.org/10.3390/electronics12030745>.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕПРЕРЫВНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ЗАДАЧАХ АСУ ТП

В условиях ускоренного экономического развития страны эффективность функционирования автоматизированных систем управления технологическим процессом (АСУ ТП) является одним из важнейших условий. Большинство процессов АСУ ТП являются нестационарными, т.е. время- и частотно-зависимыми [1]. Поэтому устоявшиеся методы анализа и формирования управляющих воздействий для изменения режима работы объекта не всегда могут быть применимы в данной ситуации.

Обработка большого объема данных и требования к точности их вычисления в системах АСУ ТП реального времени приводит к необходимости применения прикладных методов цифровой обработки сигналов, таких как вейвлет-преобразование (ВП). ВП является мощным инструментом для анализа сигналов [2, 3] и изображений [4], поскольку оно позволяет анализировать сигналы как во временной, так и в частотной областях одновременно. Указанная особенность открывает широкие возможности для проектирования компактных и эффективных цифровых КИХ-фильтров [5].

Семейство вейвлет-функций $\psi_{ab}(t)$ генерируется из одной, «материнской», функции $\varphi(t)$ при помощи растяжения (сжатия) и сдвига за счет операции сдвига во времени b и изменения временного масштаба a

$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \varphi\left(\frac{t-b}{a}\right).$$

Непрерывное ВП одномерного сигнала $S(t)$ – это его представление в виде интеграла Фурье по системе базисных функций $\psi(t)$

$$W(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt.$$

До недавнего времени применение непрерывного ВП считалось невозможным в современных АСУ ТП по причине высоких

требований к вычислительным мощностям. Однако, благодаря разработке алгоритмов прямого и обратного ВП, использующих быстрое преобразование Фурье (БПФ) [6], применение непрерывного ВП стало перспективным направлением. Алгоритмы основаны на вычислении ВП в частотной области с применением вейвлетов на основе производных функции Гаусса [4]. Вычисляются коэффициенты тригонометрических рядов сигнала $S(k)$ и вейвлета $\psi(k)$ с использованием БПФ, далее определяется комплексно-сопряженный спектр. Вейвлет-спектр $W(a,b)$ исследуемого сигнала рассчитываются путем вычисления обратных преобразований Фурье из комплексно-сопряженного спектра.

Дальнейшее развитие применения непрерывного ВП в АСУ ТП возможно на основе аппроксимации технологических сигналов вейвлет-функциями и использования алгоритмов машинного обучения для составления словаря технологического процесса.

Литература

1. Автоматизированное управление техническими и технологическими объектами в вейвлет-среде / Д. Б. Федосенков [и др.] // Техника и технология пищевых производств. 2015. № 1 (36). С. 127–135.

2. *Đuriš V., Semenov V. I., Chumarov S. G.* Wavelet transform of signals with VBA applications. Ste-Con: Karlsruhe, GmbH, Germany, 2022, 1st. ed. 203 p. ISBN 978-3-945862-44-5.

3. *V. Đuriš, Semenov V. I., Chumarov S. G.* Application of continuous fast wavelet transform for signal processing. 1st. ed., London: Sciemcee Publishing, 2021. 181 p. ISBN 978-1-9993071-9-6.

4. The Orthogonal Wavelets in the Frequency Domain Used for the Images Filtering / Viliam Ďuriš [et al.] // IEEE Access. Vol. 8. 2020. P. 211125–211134. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.3039373.

5. *Viliam Ďuriš, Vladimir I. Semenov, Sergey G. Chumarov.* Wavelets and digital filters designed and synthesized in the time and frequency domains // Mathematical Biosciences and Engineering, 2022. № 19(3). P. 3056–3068. DOI: 10.3934/mbe.2022141.

6. *Đuriš V., Chumarov S. G., Semenov V. I.* Increasing the Speed of Multiscale Signal Analysis in the Frequency Domain // Electronics. 2023. № 12. P.745. <https://doi.org/10.3390/electronics12030745>.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОМЕХ В ТЕХНОЛОГИИ BLUETOOTH LOW ENERGY

Bluetooth Low Energy (BLE) – это энергоэффективная и доступная беспроводная технология, что делает ее привлекательной для широкого круга применений [1], начиная от релейной защиты и кончая медицинскими датчиками и умными устройствами для дома. Однако интенсивное использование диапазона ISM 2,4 ГГц различными беспроводными технологиями привело к увеличению межканальных помех между сетями, работающими в этом частотном диапазоне.

BLE использует 40 радиоканалов с полосой пропускания 2 МГц для передачи информации (рис. 1). Важно отметить, что BLE применяет более узкую полосу пропускания, чтобы уменьшить утечку в соседние каналы.

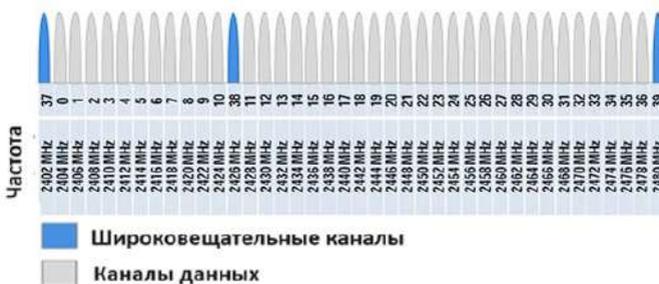


Рис. 1. Каналы и частотный диапазон в BLE

В отличие от проводных каналов связи, где сигнал передается по кабелю и защищен от внешних воздействий, беспроводные сети подвержены влиянию различных видов интерференции. Многолучевое распространение радиоволн, одновременная работа множества устройств в одном частотном диапазоне и другие факторы приводят к искажению и деградации полезного сигнала.

Технология BLE использует частоту 2,4 ГГц и модуляцию типа GFSK. Для минимизации помех и перегрузки каналов применяется метод скачкообразной смены частоты [2].

Модель скачкообразной перестройки частоты (FH) используется для оценки полезного сигнала и сравнения производительности системы без применения FH.

Для оценки эффективности системы используются два показателя: вероятность битовой ошибки (BER) при заданном SNR и BER при измеренных значениях отношения сигнал/шум на бит (E_b/N_0) канала [3].

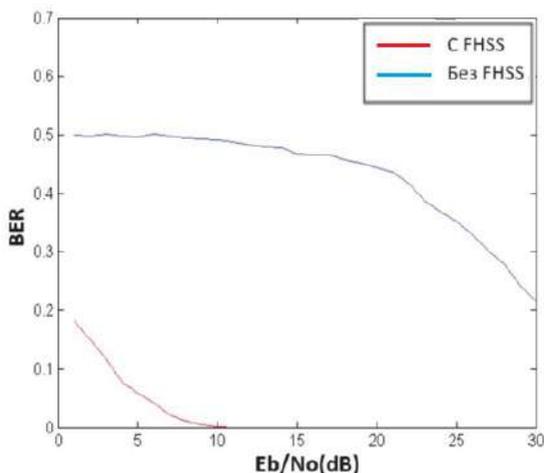


Рис. 2. GFSK модуляция

Использование FH с модуляцией типа GFSK позволяет значительно снизить BER по сравнению с системами без FH при эквивалентном отношении сигнал / шум (SNR), (рис. 2). Это позволяет существенно повысить производительность системы.

Литература

1. Калачев А. В., Лапин М. В., Пелихов М. Е. Основы работы с технологией Bluetooth Low Energy: учеб. пособие, 2020. 224 с.
2. Шахнович И. В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006. 288 с.
3. Yu Zhang, Xuehe Zheng, Sen Yang. Modeling and Performance Analysis of Frequency Hopping Spread Spectrum Communication System // Beijing, China. IEEE, 2010.

Коршунов Р.М.
(Смоленск, филиал НИУ «МЭИ»)

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИНТЕРФЕЙСОВ С ФУНКЦИЕЙ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ

Промышленные интерфейсы представляют собой специализированные системы связи для коммутации устройств и обмена данными между ними в автоматизированных системах управления. Они получили широкое применение в производственных процессах, однако далеко не все промышленные стандарты связи реализуют обеспечение целостности и подлинности информации в процессе ее обработки, хранения и передачи [1].

Для обеспечения безопасности в промышленных информационных системах необходимо использование средств криптографической защиты информации [2], значительно снижающих вероятность компрометации ценных данных, передающихся между устройствами в сети. Целью работы является разработка структурной схемы устройства, обеспечивающего конвертацию данных между интерфейсами USB и RS-485, а также безопасный обмен данными между абонентами по шине [3].

Предложенная структурная схема преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты представлена на рисунке.

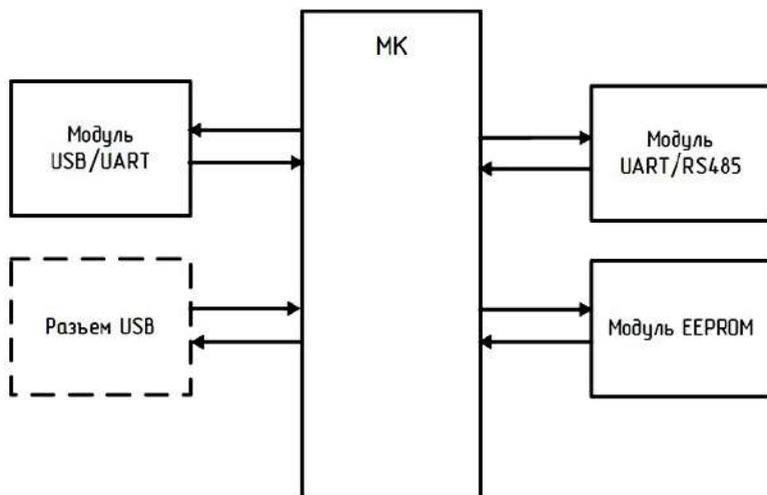
Основным узлом обработки данных является программируемый микроконтроллер. Он обеспечивает двунаправленное преобразование между основными интерфейсами связи USB и RS-485, а также реализацию программного криптографического алгоритма шифрования.

Модуль USB - UART преобразователя служит для подключения к ПК через последовательный порт. Через последовательный порт передаются параметры шифрования, ключ и задается режим работы устройства (мастер/подчиненный).

Используемый симметричный алгоритм блочного шифрования стандарта ГОСТ 34.12-2018 предполагает запись и хранение ключа для шифрования/дешифрования блоков данных. С целью хранения ключа и других настраиваемых параметров используется внешняя микросхема энергонезависимой памяти EEPROM,

которая позволяет получать записанные данные после сброса питающего напряжения.

Конвертер UART - RS-485 позволяет преобразовывать уровни сигналов интерфейса UART микроконтроллера для передачи данных по шине RS-485 и наоборот.



Структурная схема устройства

Таким образом, структурная схема преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты отображает основные структурные узлы, необходимые для решения задачи преобразования интерфейсов связи и реализации защищенного канала передачи данных.

Литература

1. *Титаев А. А.* Промышленные сети: учеб. пособие. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2020. 124 с.
2. *Гатченко Н. А., Исаев А. С., Яковлев А. Д.* Криптографическая защита информации. СПб: НИУ ИТМО, 2012. 142 с.
3. Описание протокола обмена по интерфейсу RS485 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.specpribor.ru/data/uploads/doc/MIP/rs-485.pdf> (дата обращения 15.04.2024).

Коршунов Р.М.
(Смоленск, филиал НИУ «МЭИ»)

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИНТЕРФЕЙСОВ С ФУНКЦИЕЙ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ

Концепция современных предприятий направлена на создание единой автоматизированной системы управления, позволяющей наладить коммуникацию между отдельными компонентами этой системы [Лит.]. В таких сетевых структурах защита информации играет ключевую роль, поэтому с учетом актуальности и важности темы целью работы является предложение функциональной схемы преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты, предназначенного для конвертации интерфейсов связи и обеспечения «инкапсуляции» трафика во время его прохождения по общей шине данных.

На схеме, изображенной на рисунке, описаны задействованные порты микроконтроллера, определено питание узлов.

Элементами питания в схеме являются входной стабилизатор напряжения 5 В и понижающий преобразователь с напряжением 3.3 В.

Микроконтроллер STM32 серии F1, осуществляющий основные вычислительные операции, связанные с шифрованием и дешифрованием данных, и выполняющий преобразование между интерфейсами связи USB и RS-485, имеет поддержку всех используемых в устройстве интерфейсов (UART, I2C, USB). Напряжение питания микроконтроллера составляет 3.3 В.

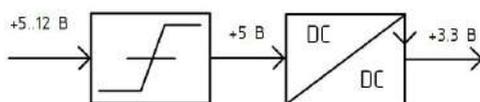
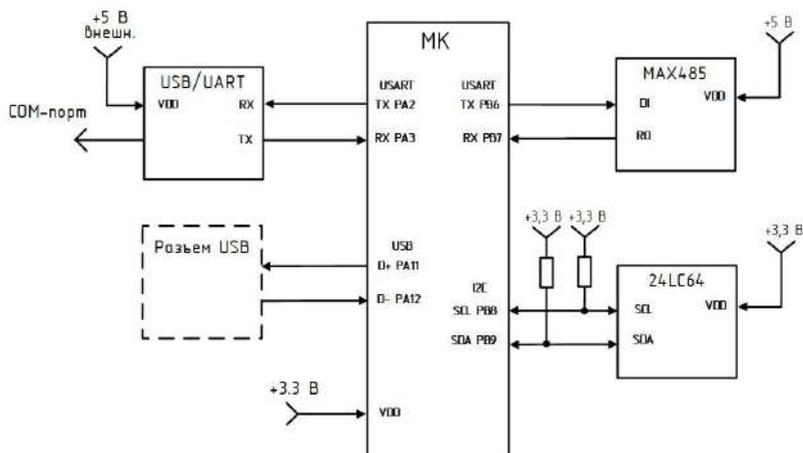
Модуль USB - UART преобразователя содержит в своем составе микросхему FT232RL. Для передачи ключа шифрования и других настраиваемых параметров на устройство используется интерфейс UART (выводы PA2 и PA3 микроконтроллера), который настроен на работу в асинхронном режиме. Питание модуля осуществляется через порт USB подключенного ПК.

Микросхема энергонезависимой памяти 24LC64 работает через интерфейс I2C, подключается к выводам PB8 и PB9 микроконтроллера (SCL/SDA). Объем памяти 64 Кбит позволяет сохранять 256-битный ключ шифрования (согласно алгоритму шифро-

вания стандарта ГОСТ 34.12-2018) и другие необходимые параметры.

Используемый микроконтроллер имеет аппаратную поддержку интерфейса USB, линии данных подключаются к выводам PA11 и PA12.

Конвертер UART - RS-485, преобразует уровни сигналов этих интерфейсов для обеспечения приема и передачи данных по двухпроводной дифференциальной шине RS-485. Входное напряжение питания используемой микросхемы MAX485 составляет 5 В, подключается к выводам PB6 PB7 микроконтроллера.



Функциональная схема устройства

Тем самым, была предложена функциональная схема преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты.

Литература

Кангин В. В. Аппаратные и программные средства систем управления. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний. 2010. 418 с.

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИНТЕРФЕЙСОВ С ФУНКЦИЕЙ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ

Зачастую обмен данными между устройствами в промышленных сетях происходит с использованием протоколов, не реализующих какую-либо защиту передаваемого трафика [1]. Такая информация может быть подвержена компрометации или подмене. Вопрос использования криптографических методов и средств защиты информации в промышленных сетях является как никогда актуальным [2]. Цель работы – описание основных характеристик преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты, предназначенного для конвертации интерфейсов связи и обеспечения безопасной передачи трафика. Основными функциями устройства являются:

1. Шифрование данных в соответствии со стандартом ГОСТ 34.12-2018. Устройство использует криптоалгоритм шифрования «кузнечик». Данный симметричный алгоритм блочного шифрования на текущий момент является актуальным стандартом защиты информации в Российской Федерации. Он оперирует блоками данных размером 128 бит и использует ключ длиной 256 бит. Шифрование блока открытых полезных данных происходит в 10 раундов. На каждом этапе работы с блоком данных из записанного в устройство ключа шифрования формируется пара так называемых «раундовых» ключей. Операция дешифрования реализуется в инвертированном порядке. Таким образом, данные, передаваемые по сети, очень плохо подвергаются криптоанализу, что обеспечивает их надежную передачу.

2. Конвертация между интерфейсами USB и RS-485. Устройство преобразует полученные с интерфейса USB данные в форму для отправки через интерфейс RS-485 и наоборот. Предполагается использование стандарта RS-485 в его двухпроводном исполнении. Интерфейс работает по принципу дифференциальной передачи данных, что повышает защищенность от внешних помехообразующих факторов.

3. Поддержка адресации абонентов на шине. В паре со стандартом физического уровня RS-485 для реализации принципа адресации подключенных устройств задействован числовой протокол Modbus RTU, в котором определены основные правила работы устройств в сети. Данный протокол реализует модель мастер-подчиненный. Пакет данных, отображенный на рисунке, состоит из адреса устройства на шине (0-247), кода функции, поля данных и контрольной суммы. В поле данных протокола Modbus RTU будет передаваться по сети зашифрованная информация.



Структура пакета протокола Modbus

4. Использование отдельного канала подключения к ПК для настройки устройства. Посредством виртуального СОМ-порта на устройство передается ключ шифрования, а также выбирается режим работы устройства на шине. Обмен командами происходит в соответствии с описанным протоколом.

5. Входной стабилизатор напряжения обеспечивает напряжение питания от 5 до 12 В для работы устройства.

Подводя итог, можно сказать, что в ходе исследования были выделены основные характеристики преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты.

Литература

1. *Титаев А. А.* Промышленные сети: учеб. пособие. Мин-во науки и высшего образования РФ. Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та. 2020. 124 с.

2. *Гатченко Н. А., Исаев А. С., Яковлев А. Д.* Криптографическая защита информации. СПб: НИУ ИТМО, 2012. 142 с.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В РАДИОЛОКАЦИИ

Радиолокационные системы играют важную роль в современном мире. Они обеспечивают эффективное обнаружение, отслеживание (сопровождение) и идентификацию объектов в пространстве. Их использование может быть разным: как в военном деле, так и для гражданских целей.

Ключевую роль в работе радиолокационных станций занимает цифровая обработка сигнала (ЦОС). ЦОС использует математические методы и операции для обработки цифрового сигнала, преобразованного из аналогового. Преобразованную числовую последовательность можно обрабатывать с помощью компьютера, цифрового сигнального процессора (ЦСП) или программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС).

Работа радиолокационной станции начинается с излучения радиосигнала. Излучаемый сигнал может быть сформирован различными способами. Например, с помощью заранее сформированного образа сигнала с определенной длительностью, периодом и формой (коды Баркера, прямоугольный радиоимпульс или линейный частотный модулированный сигнал (ЛЧМ-сигнал)). После излучения антенной решетки сигнал распространяется в пространстве и отражается от объектов, входящие в диаграмму направленности излучающих элементов. Отраженный сигнал возвращается к антенне, и радиолокационная станция осуществляет прием и оцифровку сигнала.

Следующим этапом начинается цифровая обработка сигнала. В зависимости от задачи меняются и используемые алгоритмы обработки. Так, например, рассмотрим метод корреляции. Такой алгоритм позволяет обнаружить полезный сигнал на уровне шума. Под данным термином понимают сравнение принятого сигнала с эталонным сигналом (копия излучаемого сигнала). Для снижения вычислительной сложности, существует быстрое вычисление на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ). Так, используя прямой БПФ, принятый сигнал переводится в частотную область и перемножаются спектры с эталонным сигналом (кото-

рый также должен быть в частотной области). Применяв обратное преобразование Фурье, получаем корреляционную функцию во временной области.

Следующим этапом цифровой обработки сигнала является межпериодная обработка. На данном этапе можно определить одни из важных компонентов для построения траектории движения воздушной цели: дальность, скорость [1].

Для вычисления этих характеристик, переходят в дальностно-частотную развертку распределения амплитуд (или мощностей) сигнала, где Y – дискреты дальности, а X – частота Доплера. Чтобы различить движущуюся цель с некоторой скоростью на фоне неподвижных объектов, вычисляют ее частоту Доплера. Если объект движется на излучающую станцию, то его частота будет увеличиваться (положительный сдвиг частоты), а если от – уменьшаться. Нулевые частоты Доплера располагаются на дальностно-частотной развертке в $N/2$ отсчете, где N – размер выходной последовательности БПФ при МПО.

При программной обработке полученной развертки для обеспечения обнаружения цели в пространстве можно воспользоваться селекцией движущихся целей (СДЦ) [2]. Так как амплитуда сигнала около нулевой частоты Доплера довольно большая, при пороговой обработке можно потерять цель. Поэтому для данных участков проводится пороговая обработка в два этапа:

- 1) первый расчет порога, на основе которого из анализа амплитуд убираются ближайшие отметки к нулевой частоте Доплера;
- 2) второй расчет порога, на котором происходит поиск возможных целей.

У этого метода есть свои плюсы и минусы. Так, например, при таком методе существует большая вероятность потери цели на фоне местных предметов.

В настоящее время разрабатываются новые радиолокационные системы, в которые внедряются новые технологии. Например, машинный интеллект.

Литература

1. Улахович Д. А. Введение в цифровую обработку сигналов. М.: Инфра-Инженерия, 2023. 437 с.
2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.

Амелин С.А., Чулков А.И.
(Смоленск, филиал НИУ «МЭИ»)

МЕТОДЫ ПОРОГОВОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА В РАДИОЛОКАЦИИ

Для обнаружения и последующего наблюдения за объектом, сопровождения и построения пройденной трассы используется цифровая обработка сигнала. Одним из многих алгоритмов, входящих в комплекс обработки, является пороговая фильтрация [1].

Пороговая обработка основана на применении рассчитанных математических пороговых значений (например, модулей амплитуд) искомого сигнала. Результатом выполнения данного алгоритма является выделение на фоне шума полезного сигнала для дальнейшего выяснения характеристик объекта (скорость, дальность и другое).

Но не всякая цель, пройденная через пороговую отметку, является полезной, может существовать множество ложных срабатываний, вызванных влиянием шумов или иных воздействий.

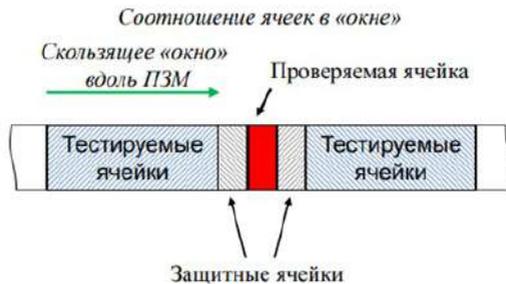
Для борьбы с ложными тревогами можно завязать пороговое значение, но тогда отношение сигнал-шум не будет обеспечиваться для множества других целей с более меньшим ЭПР или же находящихся на большем расстоянии, вследствие чего цель не будет обнаружена. [2]

Также стоит учитывать фактор того, что в ближней зоне действия радиолокатора пассивные помехи влияют куда сильнее, чем шумы (как минимум, сигнал, отраженный от поверхности земли, деревьев, зданий и др.). В дальней зоне все наоборот. Поэтому статичный порог не подойдет для большинства задач по обнаружению: либо будет много ложных тревог в ближней, либо в дальней зоне цель не обнаружится.

В таких случаях целесообразно использовать адаптивный порог на основе стабилизации уровня ложной тревоги.

Одним из таких методов является стабилизация уровня ложной тревоги с усреднением (CA-CFAR). Он является усовершенствованной версией CFAR. Алгоритм работы представляет собой оценку статистических характеристик уровня шума на основе среднего значения ячеек сигнала. То есть для каждой

отметки сигнала рассчитывается ее порог путем оценки мощности вокруг этой ячейки в тестируемых ячейках с учетом защитных ячеек (рисунок).



Алгоритм CA-CFAR

При малом количестве тестируемых ячеек для фильтра будет возрастать количество ложных обнаружений, а при большом количестве – слабый сигнал потеряется на фоне близлежащих сильных по мощности.

Если рассмотреть сигнал в дальностно-частотной развертке, то данный алгоритм можно реализовать двумя способами:

1. Рассчитывать по двум плоскостям одновременно (по дальности и по скорости, образуя окно в форме большого квадрата).
2. Рассчитывать по одной плоскости.

У первого способа большая точность, но из-за большого количества вычислений алгоритм становится длительным в обработке, в особенности, если у лоатора стоит задача в обзоре местности.

Также существует модификация OS-CFAR, которая использует алгоритм порядковой статистики и более эффективна в условиях интенсивных помех. Помимо рассмотренных методов существуют и другие алгоритмы пороговой обработки.

Литература

1. Улахович Д. А. Введение в цифровую обработку сигналов. М.: Инфра-Инженерия, 2023. 437 с.
2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.

ПОИСК ЦЕНТРА МАСС ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА В РАДИОЛОКАЦИИ

При пост-пороговой обработке сигнала бывают различного рода ситуации. Так, например, если цель имеет большую эффективную поверхность рассеяния (ЭПР), то большая часть энергии радиосигнала, направленного на объект, отражается от нее и возвращается к радиолокатору. Следует также учитывать присутствие боковых лепестков в диаграмме направленности антенной решетки [1]. Следовательно, может произойти растекание спектра как по дискретам дальности, так и по частоте Доплера. Иными словами, может произойти размножение отметок. Это явление влияет на разрешение и точность радиолокационных измерений. При сопровождении цели неточные параметры могут существенно воспрепятствовать корректной работе алгоритмов.

Для борьбы с подобным явлением используют различные методы цифровой обработки, например, поиск центра масс (корреляция по центру масс) [2].

Сигнал после обработки (например, после межпериодной обработки (МПО), селекции движущихся целей (СДЦ) и пороговой обработки), нужно представить в дальностно-частотной развертке. Каждая отметка заключает в себе мощность отраженного сигнала. Массив потенциальных целей, которые оказались больше порогового значения, в представлении на плоскости не всегда может быть правильной геометрической фигурой.

Ниже представлен способ нахождения центра масс по дистанции и по фильтрам на основе массива потенциальных целей. Для поиска используется следующая формула:

$$dist_{CM} = \frac{\sum_i^m Ampl_i i}{\sum_i^m i},$$

где $Ampl_i$ – мощность i -й дистанции; i – текущая рассматриваемая дистанция; m – максимальное количество дистанций в массиве потенциальных целей.

Так как дистанции и частоты представляются в целочисленном формате без запятой, а полученный из формулы результат с

большой долей вероятности будет иметь несколько порядков после запятой, то на промежуточном этапе значение округляется, центром массы принимается близлежащая дистанция с наибольшей амплитудой сигнала.

Если на выбранной дискрете присутствуют несколько фильтров, то по аналогичной формуле находится ее центр масс.

Таким образом, получается центр масс по дистанции и по фильтрам, что позволяет более точно определить наклонную дальность до цели и его скорость движения. Впоследствии эти данные можно преобразовать в координаты прямоугольной системы и отобразить цель, например, на топографической карте.

В обзорных станциях происходит обзор пространства не только по одной точке, а по заранее построенной таблице обзора в заданном секторе на определенном направлении. Так, при большом ЭПР цели и при малой ширине диаграммы направленности при переключении позиции луча на соседние позиции по азимуту и углу места цель может быть повторно обнаружена и отображена на экране оператора.

Для получения наиболее точной координаты цели, в новейших станциях с этим эффектом борются также при помощи поиска центра масс по азимуту и углу места, а также при помощи вторичной обработки информации (на этапе завязывания трассы).

Дальнейшие целеуказания принимаются исключительно оператором, так как скорость объекта не всегда может быть правильно посчитана (нужно учитывать тот факт, что луч мог попасть в двигательный отсек, в реактивную струю, либо же цель меняет свое направление относительно радиолокационной станции).

С появлением новых технологий, таких как искусственный интеллект и машинное обучение, поиск центра масс становится более эффективным и точным, что позволяет улучшить производительность радиолокационных систем и расширить возможности их применения.

Литература

1. *Улахович Д. А.* Введение в цифровую обработку сигналов. М.: Инфра-Инженерия, 2023. 437 с.
2. *Бакулев П. А.* Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.

ФОРМИРОВАНИЕ КОПИЙ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ КОРРЕЛЯЦИИ ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА

На начальных этапах цифровой обработки сигнала (ЦОС) возможно применение таких процессов, как корреляция и сжатие сигнала. В радиолокационных станциях (РЛС) устаревшего типа для увеличения дальности действия антенной решетки требовалась значительная импульсная мощность. Такие станции имеют огромные размеры, не способны мобильно передвигаться и уязвимы. Поэтому для устранения этих недостатков стали применять такие методы, как корреляция и сжатие сигнала.

Сжатие импульса – это метод обработки сигнала, направленный на увеличение разрешающей способности сигнала путем сжатия его во времени [Лит.]. Этот метод часто применяется в радарных системах для улучшения дальности обнаружения и разрешения целей. Он также позволяет выделить цель на фоне шумов. Корреляция сигналов – метод, в ходе которого сравниваются два сигнала (принятый РЛС и синтезированный эталонный) для определения степени схожести между ними.

Для формирования копии зондирующего сигнала используется, например, сигнальный процессор. Сигнал состоит из комплексных составляющих: действительной и мнимой. Разрядность каждого числа равна 16 бит (от $-32\,768$ до $32\,767$).

В соответствии с характеристиками сигнала (длительность, период, количество повторений) формируется последовательность определенной формы. Рассмотрим некоторые из них.

Самым простым сигналом является прямоугольный радиоимпульс (ПРИ), который формируется путем резкого увеличения амплитуды (мощности) и удержания сигнала в таком состоянии в определенном промежутке времени. Такой сигнал хорошо используется в ближней зоне работы станции.

Алгоритм формирования ПРИ следующий: на промежутке, равном длительности сигнала, действительная часть сигнала заполняется максимальным значением ($32\,767$). Мнимая часть

при этом равна 0. Полученный сигнал переводится из временной области в частотную при помощи быстрого преобразования Фурье.

Следующие типы сигналов – фазокодоманипулированные. Радиоимпульс ФКМ представляет собой последовательность соседних прямоугольных частей радиоимпульсов, которые граничат друг с другом. Все эти части имеют одинаковую длительность одной дискреты и частоту повторения, но их начальные фазы изменяются в соответствии с определенным законом. Примером таких сигналов являются двоичные коды Баркера. Существует несколько комбинаций ФКМ, представлены в таблице.

Коды Баркера

Длина сигнала	Последовательность
2	+1 -1 +1 +1
3	+1 +1 -1
4	+1 -1 +1 +1 +1 -1 -1 -1
5	+1 +1 +1 -1 +1
7	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1
11	+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1
13	+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1

Алгоритм формирования сигнала аналогичен ПРИ, за исключением одного: код Баркера перемножается на максимально возможное значение (32 767).

Последним сигналом является линейный частотный модулированный (ЛЧМ). Для данного типа сигнала закон частотной модуляции может быть записан следующим образом:

$$f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_n} t; \quad 0 \leq t \leq \tau_n,$$

где Δf – девиация частоты.

Квадратичный закон изменения фазы соответствует закону

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t + bt^2 + \varphi_0,$$

где $b = \frac{\pi \Delta f}{\tau_{\text{и}}}$ – параметр фазовой модуляции.

Таким образом, были рассмотрены алгоритмы формирования копии зондирующего сигнала для проведения корреляции.

Литература

Улахович Д. А. Введение в цифровую обработку сигналов. М.: Инфра-Инженерия, 2023. 437 с.

Амелин С.А., Чулков А.И.
(Смоленск, филиал НИУ «МЭИ»)

ПРИМЕНЕНИЕ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА В РАДИОЛОКАЦИИ

При цифровой обработке сигнала существенную роль в получении корректного, с минимальными отклонениями и без погрешностей конечного результата играет качество излучаемого и принятого сигналов. Это, в свою очередь, должно обеспечивать правильно сформированная диаграмма направленности антенной решетки как на прием, так и на передачу радиосигнала различных форм и параметров.

Для формирования диаграммы направленности излучателей проводится поэтапная юстировка с определением коэффициентов доворота фаз для каждого излучающего или принимающего канала. Как правило, для подобных манипуляций используется еще одна антенна (или один излучающий элемент), которая выставляется в нулевой позиции станции и работает в противоположном режиме в отличие от основной антенной решетки (например, радиолокационная станция (РЛС) работает на прием, а выносная юстировочная антенна на передачу).

Минимальные отклонения по азимуту или углу места существенно меняют получаемые коэффициенты, что может впоследствии повлиять на качество работы.

Так, вследствие этого могут возникать высокие по уровню в дБ боковые лепестки в диаграмме направленности. Они могут создавать ложные сигналы или ложные отражения, что затрудняет интерпретацию полученных данных и может приводить к ошибкам в обнаружении или идентификации целей.

Конструктивно не всегда удается побороть формирование боковых лепестков, чтобы сохранить разрешающую способность РЛС (например, расширять основной лепесток и пожертвовать разрешающей способностью станции).

Данную проблему в некоторой степени можно решить при помощи оконных взвешиваний над искомым сигналом.

В таблице представлены некоторые из оконных функций с сравнением их характеристик.

Сравнение оконных функций

Наименование окна	Ширина главного лепестка по уровню половинной энергии	Максимальный УБЛ, дБ
Прямоугольное	0,89	-13,3
Хемминга	1,3	-43
Наттолла	1,7	-98

Как видно из таблицы, окно Наттолла имеет минимальный уровень боковых лепестков (УБЛ), но в тоже время имеет широкий главный лепесток.

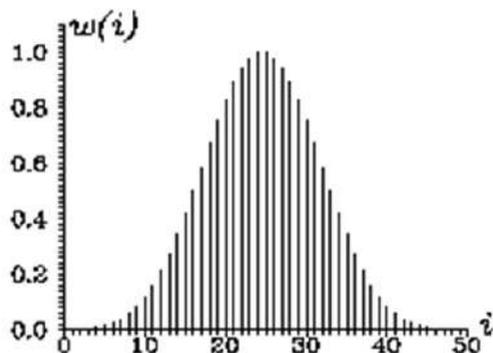
Для разных задач подходят разные окна. Так, например, если некоторые из приемо-передающих каналов работают с переборами, а уровень УБЛ критически большой, то без изменений конструктива можно воспользоваться окном Наттолла.

Окно Наттолла применяется над сигналом перед его обработкой при помощи быстрого преобразования Фурье. Формула, по которой рассчитываются коэффициенты окна Наттолла,

$$w(n) = 0,355768 - 0,487396 \cos(N - 12\pi n) + \\ + 0,144232 \cos(N - 14\pi n) - 0,012604 \cos(N - 16\pi n),$$

где n – индекс отсчета; N – общее количество отсчетов в сигнале.

Полученный массив данных применяется при обработке сигнала путем поперiodного перемножения. При правильно рассчитанных коэффициентах форма сигнала в дискретно-временной области будет похожа на сигнал, представленный на рисунке.



Дискретно-временное представление сигнала
с примененным окном Наттолла

Таким образом, в поставленной задаче при помощи окна Наттолла было уменьшено влияние боковых лепестков, но в то же время была потеряна часть разрешающей способности РЛС.

Литература

1. Улахович Д. А. Введение в цифровую обработку сигналов. М.: Инфра-Инженерия, 2023. 437 с.
2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2007. 376 с.

УПРАВЛЕНИЕ И АВТОМАТИКА В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ

Голенищев-Кутузов А.В., Семенников А.В., Иванов Д.А.
(Казань, КГЭУ)

КОМПЛЕКСНАЯ СИСТЕМА МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Надежность и бесперебойность работы высоковольтных линий электропередачи (ВЛЭП) во многом обусловлена своевременным и точным выявлением и устранением возникающих дефектов. Основной причиной появления аварийных ситуаций в осенне-зимний период являются гололедно-изморозевые отложения (ГИО). В процессе устранения последствий большая часть времени затрачивается именно на поиск места повреждения, а не на сами ремонтные мероприятия. Ускорение этого процесса позволило бы заметно сократить финансовые потери обслуживающих ВЛЭП предприятий.

Представляется целесообразным создание комплексной системы мониторинга состояния ВЛЭП, работа которой основана на физических эффектах увеличения диэлектрической проницаемости из-за ГИО вследствие снижения скорости распространения электромагнитных волн [1] и изменения волнового сопротивления воздушной линии вследствие отражения от дефектов воздушной линии. Данная система использует методы радиочастотной локации [2] и представляет собой техническое устройство, позволяющее определять места повреждения ВЛЭП и измерять следующие параметры: среднюю толщину обледенения, температуру кабеля и окружающей среды, угол провеса кабеля, действующее значение тока, относительную влажность воздуха, а также среднеквадратичное виброускорение (ветровое давление).

Контроль осуществляется с помощью локационных датчиков, устанавливаемых на каждой кабельной линии и производящих мониторинг всех вышеперечисленных параметров. Наиболее оптимальным местом расположения локационных датчиков представляется размещение их в непосредственной

близости к траверсам опор. Собранные данные передаются по беспроводному каналу.

Для верификации измерений, полученных локационным методом [3], на эталонные дефекты рекомендуется установка датчика, контролирующего проходное сопротивление монтажного соединения (рисунок). Датчик устанавливается на провод в непосредственной близости от монтажных и ремонтных контактных соединений проводов и содержит датчик тока, датчик температуры, батарею, основную плату, систему электростатического питания, систему контроля падения напряжения на контактном соединении.

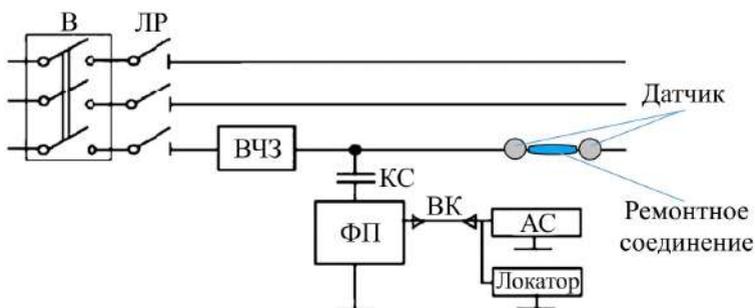


Схема подключения локационного датчика к линии, имеющей элементы высокочастотной обработки: В – выключатель; ЛР – линейный разъединитель; ВЧЗ – высокочастотный заградитель; КС – конденсатор связи; ФП – фильтр присоединения; ВК – высокочастотный кабель; АС – аппаратура связи

Литература

1. Контроль текущего рабочего состояния и прогнозирование остаточного ресурса высоковольтных изоляторов / В. А. Голенищев-Кутузов [и др.] // Известия РАН. Серия физическая. 2023. Т. 87, № 12. С. 1823–1827.

2. Dhara S., Koley C., Chakravorti S. A UHF sensor based partial discharge monitoring system for air insulated electrical substations // IEEE Transactions on Power Delivery. 2021. 36(6). P. 3649–3656.

3. Минуллин Р. Г. Диагностика состояния воздушных линий электропередачи локационным методом // Энергетика Татарстана. 2015. № 3 (39). С. 3–11.

Денисов Е.С., Никишина Г.В., Шафигуллин Ин.Д.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ГЕНЕРАЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ВЕТРОГЕНЕРАТОРАМИ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИЙ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

Прогноз количества энергии, вырабатываемого ветрогенераторами, является актуальной задачей для эффективного планирования работы систем электропитания. Мощность ветрогенераторных установок не постоянна и зависит главным образом от скорости ветра. Случайный характер и изменчивость силы ветра делает прогноз сложной задачей, для решения которой предлагается использовать информацию о прогнозе погоды в месте расположения ветрогенераторной установки, получаемой от специализированных онлайн сервисов.

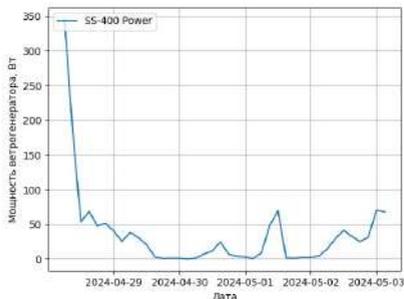
В данной работе представлено программное обеспечение, реализованное на языке программирования Python, позволяющее прогнозировать мощность ветрогенератора. Для получения информации о скорости ветра был использован API сервиса openweathermap.org, позволяющий получать прогноз погоды на 5 дней. В качестве входных данных программа принимает значения радиуса лопастей турбины и скорости ветра исследуемой местности. Программа рассчитывает мощность ветряной турбины в каждый конкретный момент времени и возвращает значения мощностей. По полученным данным строится график зависимости мощности ветряной турбины от даты.

Для расчета мощности, вырабатываемой ветряной турбиной, используется следующая формула:

$$P = 0,5\rho Av^3, \quad (1)$$

где ρ – плотность воздуха (кг/м^3); A – площадь поперечного сечения колеса турбины (м^2); v – скорость ветра (м/с).

На рисунке представлен пример прогноза мощности ветрогенераторной установки с номинальной мощностью 400 Вт. Анализ этой зависимости показывает выраженный неравномерный характер генерации электрической энергии, который требует использования альтернативных источников и накопителей энергии.



Прогноз мощности ветрогенераторной установки

Разработанное программное обеспечение позволяет корректно определять вырабатываемую мощность ветряных турбин. Перспективными направлениями использования данного технического решения являются использование прогноза для оценки технического состояния ветрогенераторных установок на основе исследования релаксационных процессов, связанных с изменением условий работы генератора или резервных электрохимических накопителей энергии [1], новых методов статистического анализа экспериментальных данных, основанного на методе ранжированных амплитуд флуктуации [2], а также построения распределенных систем [3] контроля и диагностики.

Литература

1. Denisov E, Nikishina G., Demidov A. Electrochemical Power Sources Relaxations Related with Step-like Load Variation // Proceedings - 2020 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2020, Yekaterinburg, 14–15 мая 2020 года. P. 230–233.

2. New methods of complex systems inspection: Comparison of the ADC device in different operating modes / R. R. Nigmatullin [et al.] // Lecture Notes in Electrical Engineering. 2015. Vol. 343. P. 187–204.

3. Оценка возможности реализации распределенных систем диагностики водородных топливных элементов с использованием локальных и глобальных телекоммуникационных сетей / Е. С. Денисов [и др.] // Интеллектуальные системы в производстве. 2024. Т. 22. № 1. С. 4–10.

Рябчицкий М.В., Крюков К.В., Воронцов К.К., Еркналиев Д.Р.
(Москва, НИУ «МЭИ»)

РАЗРАБОТКА ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЦИФРОВОГО НИЗКОВОЛЬТНОГО КОМПЛЕКТНОГО УСТРОЙСТВА

Применение систем мониторинга параметров электроустановок всех классов напряжения открывает большие возможности для повышения надежности и энергоэффективности электротехнических систем. Применение электротехнических устройств, позволяющих передавать информацию о работе электрической сети по цифровым информационным каналам, используется достаточно широко. Сбор и накопление данных о работе системы электроснабжения в разных ее частях позволяет анализировать общее состояние системы и применять меры по оптимизации режимов работы [Лит.].

Однако в области низковольтных комплектных устройств (НКУ) задача разработки алгоритмов на основе экспериментальных данных проработана недостаточно глубоко. Для решения задачи поиска алгоритмов и создания систем оптимизации для НКУ коллектив Московского энергетического института (НИУ МЭИ) создал прототип цифрового НКУ с возможностью сбора данных от цифровых мультиметров, счетчиков электроэнергии (ЭЭ) и микропроцессорных расцепителей автоматических выключателей.

Цифровое НКУ было создано в НИУ МЭИ совместно с индустриальным партнером ООО «Электрорешения» (бренд EKF). В его основе использовалась схема распределения с тремя отходящими линиями. На вводе установлен воздушный выключатель ВА-450 с номинальным током 1000 А и микропроцессорным расцепителем Proxima (рисунок). Также на вводе установлен цифровой мультиметр SMH EKF Proxima. На отходящих линиях применены автоматические выключатели в литом корпусе AV-POWER с микропроцессорным расцепителем ETU6.2 и цифровые счетчики SKAT315E. Все устройства имеют возможность предавать измеряемые параметры по протоколу Modbus.

В схемотехническое решение стенда заложен ряд возможностей, связанных с исследованием отдельных коммутационных

аппаратов, их взаимосвязи в НКУ и цифровизации систем распределения ЭЭ.

Тип оборудования	Наименование	Защита/Измерения
Силовой воздушный автоматический выключатель	BA-450 1000/1600 A 4P 50 кА стационарный ЕКФ PROxima	Защита от перегрузки; Защита от КЗ, Защита от токов утечки, Защита по напряжению, Гармонические измерения, Индикатор износа контактов, Состояние выключателя
Многофункциональный измерительный прибор	SMH ЕКФ PROxima	Напряжение, Ток, Активная, Реактивная, Полная мощность, cosφ, Коэффициент гармонических искажений напряжения/тока, Частота, k ₁ , k ₂ , k ₃
Автоматические выключатели в литом корпусе	AV-POWER-2/3 250A 50 кА ETU6.2 AV-POWER-3/3 400A 50 кА ETU6.2 AV-POWER-3/3 630A 50 кА ETU6.2	Защита от перегрузки; Защита от КЗ, Защита от токов утечки
Счетчики электрической	SKAT 315E(0,5S-5)(7,5)	Напряжение, Ток, Активная, Реактивная, Полная мощность, cosφ, Частота, Электроэнергия, Суммарные Активная или
	TIRP ЕКФ PROxima SKAT 315E/1-5(60)	

Оборудование для цифрового НКУ

Характеристики воздушных автоматических выключателей (AB) и автоматических выключателей в литом корпусе в режиме перегрузки и короткого замыкания достигаются благодаря подаче в электронные расцепители масштабируемых токов, соответствующих этим режимам. Кроме исследования характеристик отдельных аппаратов можно исследовать селективность воздушных АВ и АВ в литом корпусе в режимах перегрузки и коротких замыканий.

Благодаря возможности изменять входное напряжение и подключать к отходящим линиям масштабируемую активную, реактивную, несимметричную и нелинейную нагрузки, можно исследовать вопросы передачи информации о напряжении от цифрового мультиметра, счетчиков ЭЭ и электронных расцепителей. Можно анализировать и сравнивать точность проводимых измерений различными приборами и устройствами.

В перспективе стенд планируется развивать, присоединив второй ввод ЭЭ и дополнив схему НКУ автоматическим вводом резерва (далее – АВР) на базе готовых схем АВР и микропроцессорных систем управления.

Литература

Смирнов А., Созинов И. Снижение потерь электроэнергии. Оптимизация режима сети и применение цифровых технологий // Электроэнергия. Передача и распределение. 2021. №1 (20). С. 14–18.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ПЬЕЗОАКСЕЛЕРОМЕТРА НА РАБОТАЮЩЕМ ОБОРУДОВАНИИ

Турбоагрегаты (ТА), используемые на электростанциях, – это дорогое и сложное оборудование. В случае аварии на ТА наступают серьезные экономические и социальные последствия, поэтому за их техническим состоянием необходимо непрерывно следить и своевременно выявлять дефекты. Наиболее эффективным средством технической диагностики является вибродиагностика. Основным типом измерительных преобразователей являются пьезоэлектрические акселерометры (ПА), измеряющие ускорение во время вибрации. Актуальной задачей является определение технического состояния ПА, а также основных их параметров в процессе эксплуатации систем вибромониторинга (СВМ).

На текущий момент существует несколько способов диагностики ПА и определения его параметров. В [1, 2] описана группа методов, для которых общей чертой является возбуждение свободных колебаний чувствительного элемента (ЧЭ) ПА с последующим определением их параметров. Недостатком этой группы методов является их неработоспособность в процессе эксплуатации ТА, потому что вибрация ТА препятствует реализации этих методов. В [3–6] описана усовершенствованная группа методов, обеспечивающая их работу в рабочем состоянии ТА. Добиться этого удастся благодаря тому, что периодическая вынужденная составляющая вибрации ТА компенсируется различными способами и выделяются свободные колебания ЧЭ ПА. Однако и у этой группы методов есть ряд недостатков: работоспособность только в условиях периодической вибрации ТА, чувствительность к случайным и импульсным помехам, относительная погрешность равна около 1%.

В [2, 4] показана связь коэффициент преобразования (КП) ПА с параметрами затухающих свободных колебаний его ЧЭ, которые были предварительно вызваны электрическим импульсом. После подачи электрического импульса на ПА и затем его

снятия ЧЭ начнет совершать затухающие свободные колебания. На рис. 1 представлен график изменения заряда, который возник на обкладках ПА.

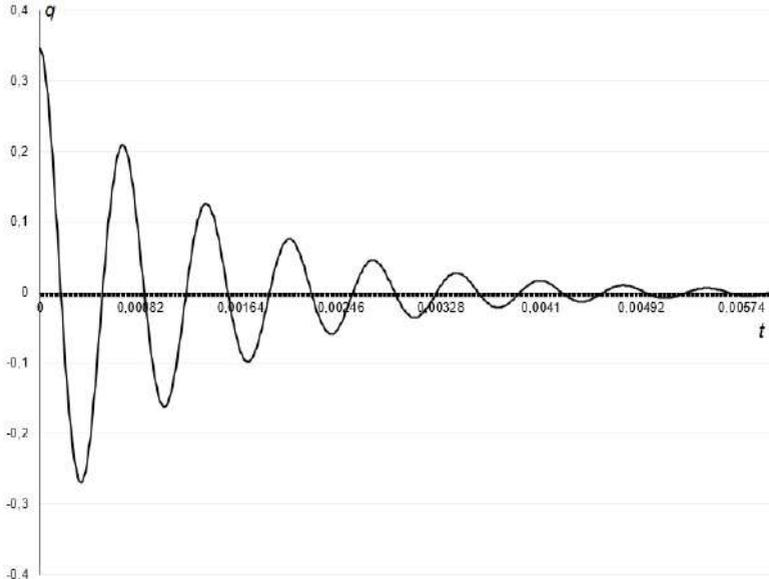


Рис. 1. Затухающие свободные колебания ЧЭ ПА, вызванные электрическим импульсом

Эти колебания описываются выражением

$$q_a(t) = Qe^{-t/\tau} \cos(\omega_{св} t),$$

где $Q, \tau, \omega_{св}$ – значения амплитуды, постоянной времени затухания и круговой частоты свободной составляющей колебаний ЧЭ ПА соответственно.

В [6] показана связь КП ПА с амплитудой этих колебаний:

$$K_Q = C_A \sqrt{Q},$$

где $C_A = m\sqrt{hS_{33}}/(UA)$ – константа, определяемая механическими характеристиками ЧЭ ПА и значением тестового напряжения U .

Определение амплитуды затруднено следующими особенностями: из-за вторичного преобразователя может возникнуть

ограничение сигнала; во время работы ТА свободные колебания суммируются с вынужденными, которые достаточно часто имеют периодический характер.

При вибромониторинге ТА суммарная функция имеет вид

$$q_a(t) = Qe^{-t/\tau} \cos(\omega_{св}t) + Z \cos(\omega_b t + \phi), \quad (1)$$

где $Q, \tau, \omega_{св}$ – значения амплитуды, постоянной времени затухания и круговой частоты свободной составляющей колебаний ЧЭ ПА соответственно; Z, ω_b, ϕ – значения амплитуды, круговой частоты и фазы основной гармоники вынужденной составляющей колебаний ЧЭ ПА соответственно.

Для определения параметров свободной составляющей колебаний функции (1) был предложен метод аппроксимации функции с помощью нейронной сети (НС). Основные задачи исследования: найти и применить новый метод для определения параметров ПА, провести эксперимент и оценить точность предложенного метода.

Суть предложенного метода сводится к решению задачи регрессии. В выходном векторе НС выдаст прогнозируемое значение переменных, зависящих от множества входных параметров.

На начальном этапе производится обучение НС на обучающем наборе данных, который состоит из объектов $X = \{X_1, \dots, X_{5000}\}$. Объект включает в себя входной вектор $x_d = \{x_{d1}, \dots, x_{d304}\}$ и выходной вектор $y_d = \{y_{d1}, \dots, y_{d3}\}$, где x_{dj} и y_{dj} – значения i -го и j -го параметров входного и выходного вектора соответственно. Изучение реальных осциллограмм ПА на работающем ТА показало, что свободная составляющая колебаний затухает за время $3 \cdot 10^{-3}$ с, а далее ее уровень становится сопоставим с шумами. При подготовке тренировочного набора данных был взят именно этот интервал времени с периодом дискретизации $1 \cdot 10^{-5}$ с. Таким образом был получен входной вектор, содержащий 304 параметров (амплитуду, круговую частоту и фазу основной гармоники вынужденной составляющей колебаний и 301 отсчет сигнала). Выходной вектор содержит три параметра: амплитуду, постоянную времени затухания и

круговую частоту свободных колебаний. Для подготовки тренировочного набора данных применялась формула

$$q_a(t) = Qe^{-t/\tau} \cos(\omega_{св}t) + Z \cos(\omega_b t + \phi) + \Delta, \quad (2)$$

где $Q, \tau, \omega_{св}$ – значения амплитуды, постоянной времени затухания и круговой частоты свободной составляющей колебаний ЧЭ ПА соответственно; Z, ω_b, ϕ – значения амплитуды, круговой частоты и фазы основной гармоники вынужденной составляющей колебаний ЧЭ ПА соответственно; Δ – случайные помехи (шумы).

По формуле (2) был сформирован обучающий набор данных из 5000 объектов. Для генерации случайных чисел применялось равномерное непрерывное распределение. Параметры $Q, \tau, \omega_{св}, Z, \omega_b, \phi$ и Δ изменялись в следующих пределах:

- амплитуда свободной составляющей колебаний Q от 0,2 до 0,3 – это соответствует тестовому импульсу безопасному для ЧЭ ПА;

- постоянная времени затухания τ от 0,0012159 до 0,0014861 – это соответствует среднему значению для исследованных ПА $0,001351 \pm 10\%$;

- круговая частота свободных колебаний $\omega_{св}$ от 9050 до 9350 – это соответствует среднему значению для исследованных ПА – $9200 \text{ Гц} \pm 150 \text{ Гц}$;

- амплитуда вынужденной составляющей колебаний Z от 0,2 до 0,3 – это соответствует реальным значениям, измеренным на ТА;

- круговая частота ω_b от 49,5 до 50,5 Гц – это соответствует среднему значению для ТА $50 \pm 0,5 \text{ Гц}$;

- фаза вынужденной составляющей колебаний ϕ от -90 до 90° это охватывает все вариации синусоидальной функции;

- случайные помехи Δ от 0 до 0,03 – это соответствует реальным значениям, измеренным на ТА.

Так как полученный набор данных для обучения НС содержит данные в разных единицах измерения, а их значения имеют разный порядок, то необходимо нормализовать данные. Для нормализации данных применен метод «Масштабирование Min-

Мах», поскольку полученные данные не соответствует распределению Гаусса.

Нормализованный набор данных разделен на три части: 70% (3500 объектов) – обучающие данные, 15% (750 объектов) – проверочные данные, 15% (750 объектов) – тестовые данные.

Для обучения НС применялась программа MATLAB R2023. Структура НС имеет 3 слоя – входной (304 нейрона), скрытый (8 нейронов) и выходной (3 нейрона). В скрытом слое применялась функция активации – сигмоид, а в выходном слое – линейная. Алгоритм оптимизации Левенберга – Марквардта. Параметры НС были выбраны не случайно, а на основе ранее проведенных экспериментов.

Для получения более точного результата эксперимент по обучению НС проводился несколько раз, так как алгоритм оптимизации, используемый для минимизации ошибок, может достигать локального минимума, инициализация весов при обучении НС происходит случайным образом, а нейросетевой модуль программы MATLAB R2023 имеет несколько критериев остановки обучения НС. Лучшие результаты обучения НС представлены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты обучения НС в программе Matlab

Номер эксперимента	1	2	3	4	5
Количество эпох	13	16	18	15	12
Время обучения	00:02:10	00:02:37	00:02:58	00:02:19	00:01:43
Производительность	0,00119	0,00124	0,00154	0,00126	0,00129
Градиент	0,00489	0,0258	0,00132	0,00723	0,00685
М _и	$1 \cdot 10^{-6}$				
Валидационные проверки	6	6	6	6	6
СКО	0,0021	0,0024	0,0023	0,0022	0,0022

Причина остановки обучения для всех пяти обученных моделей НС – это выполнение критерия валидации. В таблице использованы следующие обозначения: μ_{\min} – минимальное значение коэффициента демпфирования в алгоритме Левенберга – Марквардта; СКО – среднеквадратическая ошибка нормализованных значений параметров ($Q, \tau, \omega_{\text{св}}$) в выходном векторе.

Все пять обученных моделей НС показывают хорошие результаты. Так как входные и выходные данные в объектах нормализованы, то среднеквадратическая ошибка показывает, что точность обученной модели на порядок превосходит точность существующих методов для определения параметров ПА.

Произведем расчет абсолютной и относительной погрешности выходного вектора. Для этого возьмем лучшую обученную модель НС первого эксперимента и повторим тестирование на десяти новых объектах. Так как НС выдает значения в выходном векторе в нормализованном виде, то необходимо произвести обратное преобразование в исходное значение (денормализовать данные).

Результаты расчета абсолютной и относительной погрешности выходного вектора ($Q, \tau, \omega_{\text{св}}$) приведены в табл. 2, в которой использованы следующие обозначения: $Q, \tau, \omega_{\text{св}}$ – амплитуда, постоянная времени затухания и круговая частота свободной составляющей колебаний ЧЭ ПА соответственно; Δ – абсолютная погрешность; δ – относительная погрешность.

Результаты, представленные в табл. 2, показывают, что предложенный метод аппроксимации функции с помощью НС имеет ряд преимуществ, а именно высокую точность определения основных параметров ПА (относительная погрешность на порядок меньше относительной погрешности существующих методов), а также меньшую чувствительность к случайным помехам (шумам).

Таблица 2

Результаты расчета абсолютной и относительной погрешности
выходного вектора ($Q, \tau, \omega_{св}$)

Номер объекта	Q		τ		$\omega_{св}$	
	Δ	$\delta, \%$	Δ	$\delta, \%$	Δ	$\delta, \%$
1	$2,9953 \cdot 10^{-3}$	1,3108	$2,1209 \cdot 10^{-5}$	1,7271	4,666	0,050108
2	$7,9822 \cdot 10^{-5}$	0,033447	$2,9098 \cdot 10^{-6}$	0,19846	8,5001	0,091198
3	$1,7808 \cdot 10^{-3}$	0,72232	$2,5839 \cdot 10^{-6}$	0,19973	2,1254	0,023264
4	$2,3644 \cdot 10^{-4}$	0,10789	$3,2083 \cdot 10^{-6}$	0,24645	8,0652	0,088379
5	$5,2424 \cdot 10^{-3}$	2,484	$5,5917 \cdot 10^{-5}$	4,5921	9,631	0,10344
6	$1,7479 \cdot 10^{-3}$	0,66443	$2,866 \cdot 10^{-5}$	1,9991	4,6619	0,051088
7	$2,3327 \cdot 10^{-3}$	0,99581	$6,2863 \cdot 10^{-6}$	0,43879	1,9217	0,021058
8	$4,1982 \cdot 10^{-3}$	1,6325	$3,4001 \cdot 10^{-5}$	2,6393	1,877	0,020472
9	$3,1422 \cdot 10^{-3}$	1,1453	$3,1139 \cdot 10^{-5}$	2,1939	1,3242	0,014582
10	$1,0631 \cdot 10^{-3}$	0,41418	$1,4128 \cdot 10^{-6}$	0,097434	3,2585	0,035354
Сред- нее	$2,2819 \cdot 10^{-3}$	0,95161	$1,8733 \cdot 10^{-5}$	1,4332	4,6031	0,049894

Литература

1. Гольдин А. С. Вибрация роторных машин. М: Машиностроение, 1999. 344 с.
2. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Т. 7: В 2 кн. Кн. 1: Метод акустической эмиссии / Кн. 2 Вибродиагностика / Под общ. ред. чл.-корр. РАН В. В. Клюева. М.: Машиностроение, 2005. 829 с.
3. Accelerometers and Conditioning – Product Catalogue January 2018 / Bruel&Kjaer, 2018. 80 p.

4. Пат. 2150708 Рос. Федерация, МПК G01P21/00, G01P15/09. Способ электрического возбуждения резонансных колебаний пьезоэлектрического акселерометра и устройство для его осуществления / Субботин М. И. 99100835/28; заявл. 21.01.99; опубл. 10.06.00.

5. Пат. 99182 РФ, МПК G01P15/09. Устройство дистанционного измерения резонансной частоты пьезоэлектрического акселерометра / Д. А. Плотников, А. К. Малина, В. И. Лачин. №2010118405/28; заявлено 6.05.10, опубл. 10.11.10, Бюл. №31. 2 с.

6. *Плотников Д. А., Лачин В. И., Муженко А. С.* Усовершенствованный метод определения коэффициента преобразования пьезоакселерометра // Известия вузов. Северо-Кавказский регион. Серия: Технические науки. 2023. №4 (220).

Минуллин Р.Г., Касимов В.А., Мустафин Р.Г., Гранская А.А.
(Казань, КГЭУ)

СПОСОБЫ ПОДКЛЮЧЕНИЯ АППАРАТУРЫ ЛОКАЦИОННОГО МОНИТОРИНГА К ВОЗДУШНЫМ ЛИНИЯМ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

В работе описаны два способа подключения аппаратуры локационного мониторинга к воздушной линии электропередачи с использованием высокочастотного канала и грозотроса для введения в линию зондирующих импульсов с целью обнаружения повреждений проводов.

Высоковольтные воздушные линии электропередачи (ЛЭП) являются наименее надежными элементами энергосистемы из-за больших протяженностей. Их повреждения исчисляется тысячами. При этом возникают массовые обрывы и короткие замыкания проводов из-за воздействия ураганов, гололедно-ветровых нагрузок, нарушения правил техники безопасности и по другим причинам. Восстановление работоспособности ЛЭП и перебои в подаче электроэнергии, приводящие к нарушению технологических процессов на промышленных предприятиях, приводят к огромным финансовым потерям.

В последнее время на практике начинает использоваться локационный мониторинг воздушных линий электропередачи, который является более прогрессивным методом обнаружения повреждений на проводах ЛЭП, чем применяемые в настоящее время волновые методы и методы анализа параметров аварийного режима.

Локационный метод мониторинга воздушных ЛЭП предназначен для оперативного обнаружения возникших повреждений проводов с указанием их места и вида (обрыв или короткое замыкание проводов), а также для раннего обнаружения появления гололедных отложений на проводах.

Прекращение их функционирования из-за отключения сетевого напряжения во время аварии в течение 0,2 с не дает возможности осуществлять непрерывный мониторинг технического состояния ЛЭП, что крайне важно особенно при аварийных случаях. Кроме того, если измерения методом ПАР или волновыми методами в течение 0,2 с до отключения сетевого напряжения системами релейной защиты оказались неудачными, то повторить эти измерения уже невозможно [1].

Локационный мониторинг воздушных линий электропередачи является автономным автоматическим неразрушающим методом контроля состояния проводов ЛЭП. Метод является многоканальным и позволяет контролировать все линии, отходящие с одной подстанции. При этом грозотросы и фазные провода контролируются по всей длине одинаково эффективно в рабочем и аварийном режимах вне зависимости от наличия или отсутствия сетевого напряжения [2, 3].

К сожалению, не все ЛЭП имеют ВЧ обработку. В связи с этим предлагается производить локационные измерения на воздушных ЛЭП, используя вместо фазных проводов грозозащитный трос для подключения рефлектометра к воздушной ЛЭП с целью ввода зондирующего импульсного сигнала в линию.

Для проверки предложения о возможности использования грозотроса при зондировании ЛЭП используем имитационную модель высокочастотного тракта воздушных линий электропередачи напряжением 35–750 кВ в программной среде PSCAD с подключением рефлектометра к грозотросу в начале линии. При этом грозотрос был заземлен только в конце линии.

В одном из экспериментов, используя имитационную модель в программной среде PSCAD, была заземлена фаза С в середине линии (модель повреждения, однофазного короткого замыкания на землю). Результаты моделирования приведены на рисунке, где представлены схема подключения рефлектометра через фильтр присоединения к грозотросу, сигнал от грозотроса, отраженный сигнал от короткого замыкания на землю фазы С в середине линии. Амплитуда импульса, отраженного от короткого замыкания на землю фазы С в середине линии составляет примерно 0,015 В. (на расстояниях порядка 10 км). Амплитуда импульса, отраженного от конца линии, составляет примерно 0,25 В.

Таким образом, подключая локатор к грозотросу в начале линии, возможно наблюдать отраженные сигналы как от конца линии, так и от повреждений на фазных проводах. Результаты моделирования показывают, что при отсутствии стандартной ВЧ обработки на ЛЭП, имеется возможность зондирования ЛЭП с использованием грозотроса.

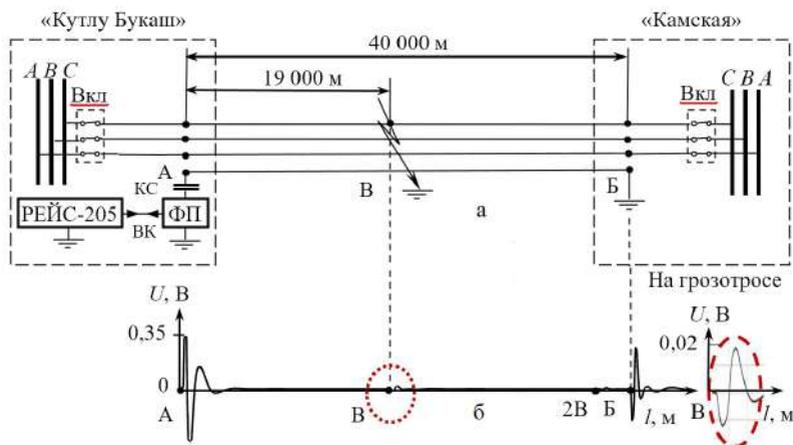


Рис. 1. Результаты моделирования при подключении ркфлектметра к грозотросу в начале линии при замыкании провода фазы С на землю: а – схема подключения рефлектометра к линии через ВЧ канал к грозотросу; б – напряжение на грозотросе; в – растяжка сигнала с грозотроса, отображенного от места короткого замыкания провода фазы С на землю в середине линии

Результаты моделирования показывают, что при отсутствии стандартной ВЧ обработки на ЛЭП, имеется возможность зондирования ЛЭП с использованием грозотроса. Таким образом резко увеличивается число ЛЭП, на которых можно производить локационные измерения.

Назначением грозотроса, как следует из его названия, является защита фазных проводов ЛЭП от поражения молнией. Поэтому при подключении локатора к грозотросу все равно требуется какой-то аналог ВЧ обработки, направленный на защиту локатора уже не от высокого напряжения фазных проводов, а от перенапряжений, появляющихся при попадании молнии на грозотрос. И кроме заземления грозотроса в конце линии необходима установка в точках подвеса грозотроса разрядников, основная функция которых – это рассеивание энергии перенапряжений, вызванных прямыми ударами молнии в грозотрос.

Разработка методики локационного зондирования ЛЭП с использованием грозотроса позволит оснастить подстанции России и подстанции ближнего зарубежья надежной диагностической аппаратурой в виде интеллектуальной локационной системы мониторинга ЛЭП, повышающей бесперебойность их функционирования в условиях эффективного энерго-ресурсосбережения. В итоге будет решена проблема текущего мониторинга воздушных ЛЭП 35–330 кВ в России и в ближнем зарубежье.

Литература

1. *Лачугин В. Ф., Платонов П. С., Смирнов А. Н.* Новые технологии и оборудование (методы и устройства) для определения мест повреждения // Сети России. 2016. № 5 (38). С. 108–116.

2. *Минуллин Р. Г.* Локационный мониторинг гололеда и повреждений на линиях электропередачи. Казань: КГЭУ, 2022. 439 с.

3. *Касимов В. А.* Метод локационного мониторинга гололедообразования и повреждений на воздушных линиях электропередачи и программно-аппаратные комплексы для его реализации: дисс. на соиск. уч. ст. д-ра техн. наук: 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий. КНИТУ-КАИ им. А.Н. Туполева. Казань, 2019. 395 с.

НОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С НЕЛИНЕЙНЫМИ НАГРУЗКАМИ

Современный технологический процесс потребителей электроэнергии характеризуется повышенными требованиями к системам электроснабжения в отношении обеспечения надежности и качества электроэнергии (КЭ). КЭ характеризует электромагнитную обстановку в системах электроснабжения, складывающуюся в результате функционирования электроустановок сетевой организации и потребителей. В связи с возрастанием доли нелинейной нагрузки потребителей [1] уровень КЭ по показателям K_U и $K_{U(n)}$, характеризующим несинусоидальность напряжения, снижается.

В условиях ведомственной принадлежности электрических сетей основная ответственность за регулирование КЭ лежит на модели управления. Модель управления КЭ в системах электроснабжения имеет достаточно сложную структуру и предполагает управляющие факторы административного и экономического характера. Экономические факторы при их правовой поддержке дополняют административные и обеспечивают более значимый управляющий эффект. Модель управления нуждается в совершенствовании [2]. Необходимо задействовать показатели и параметры КЭ в модели управления при определении воздействующих факторов.

На сегодняшний день известными оплачиваемыми параметрами КЭ при расчете экономических факторов модели управления, являются продолжительности выхода значений показателей КЭ за допустимые пределы T_1 и T_2 , трансформированные в коэффициенты к тарифам за потребляемую электроэнергию, и активная мощность гармонических составляющих $P_{(n)}$ обратного направления. С технической точки зрения, значения этих параметров отражают генерацию нелинейной нагрузкой потребителей токов гармонических составляющих. Для узкопрофессиональных специалистов они могут восприниматься оплачиваемыми параметрами. Однако законодателями они рассматриваются с точки зрения классической системы товарооборота и не воспринимают-

ся товаром или услугой, а значит, не могут оплачиваться. С этой точки зрения требуется новый параметр оценки КЭ в системах электроснабжения потребителей с нелинейными нагрузками, отвечающий двум требованиям. Во-первых, параметр должен характеризовать процесс протекания токов гармонических составляющих с учетом источника генерации. Во-вторых, быть востребованной моделью управления.

Таким параметром может быть объем электроэнергии, искаженной токами гармонических составляющих потребителя $W_{иск}$, представляющий собой часть объема потребляемой активной электроэнергии основной частоты, регистрация которого происходит за интервал времени нормирования КЭ при определенных условиях. Новый параметр КЭ должен регистрироваться системой непрерывного мониторинга КЭ в точках передачи электроэнергии и определяться за расчетный период. При отсутствии системы непрерывного мониторинга требуется введение еще одного параметра КЭ, который позволил бы определить значение объема электроэнергии, искаженной токами гармонических составляющих потребителя, за расчетный период. Таким дополнительным параметром может быть коэффициент искажения электроэнергии $d_{иск}$, определяемый по выражению

$$d_{иск} = \frac{W_{иск}}{W_{норм.КЭ}},$$

где $W_{норм.КЭ}$ – объем электроэнергии основной частоты, потребленной за интервал времени нормирования КЭ.

Литература

1. Высшие гармоники в сетях низкого напряжения с элементами силовой электроники / Л. Л. Хруслов [и др.] // Управление качеством электрической энергии: сб. ст. по итогам Междунар. науч.-практ. конф. (Москва, 5-7 декабря 2018 г.). М.: ООО «Центр полиграфических услуг "Радуга"», 2018. С. 181–186.

2. *Chikin V. V., Kuznetsov A. V.* New conditions for applying surcharges (discounts) to electricity payments for generation and consumption of harmonic component currents, 2023 E3S Web of Conferences 470, 01020 (2023), doi: 10.1051/e3sconf/202347001020.

Карагодин В.В., Камчалов С.С., Рыбаков Д.В.
(Санкт-Петербург, ВКА им. А.Ф. Можайского)

СПОСОБ СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ СИСТЕМЫ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ КОСМИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

Объекты космической инфраструктуры (ОКИ) являются сложными техническими комплексами, включающими в себя различные технические системы и технологическое оборудование, распределенное по всему объекту. Большая часть оборудования, обеспечивающего выполнение задач по назначению, относится к особой группе I категории надежности электроснабжения, предъявляющей особые требования к качеству электроэнергии и бесперебойности. Для надежной работы таких потребителей предусмотрена система бесперебойного электроснабжения (СБЭ), обеспечивающая бесперебойность и требуемое качество электроэнергии [1]. Специфика функционирования ОКИ такова, что состав потребителей в процессе эксплуатации изменяется, виду высокой интенсивности запусков космических аппаратов и появления новых опытных образцов, что требует реконструкции СБЭ.

Особенностью ОКИ являются значительные геометрические размеры, которые приводят к разветвленной структуре СБЭ и сложностям при ее построении. Определение эффективного (оптимального) варианта построения СБЭ без применения математического программирования невозможно [2]. Одним из возможных способов решения данной проблемы является оптимизация структуры и параметров СБЭ с применением алгоритмов кластеризации, что позволит учитывать изменчивость состава потребителей и уменьшить размерность оптимизационной задачи. Данный подход позволяет определить оптимальный вариант построения СБЭ с учетом требований к электроснабжению новых потребителей и реализован в виде программного продукта, разработанного в математическом пакете Matlab, позволяющего определить оптимальный вариант построения СБЭ с учетом мест размещения потребителей, их требований к надежности электроснабжения и качеству электроэнергии. Программа фор-

Карагодин В.В., Хомич И.В.
(Санкт-Петербург, ВКА им. А.Ф. Можайского)

АВТОМАТИЧЕСКИЙ РЕГУЛЯТОР ВОЗБУЖДЕНИЯ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА С ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ АДАПТАЦИЕЙ

В настоящее время активно развиваются принципы построения адаптивных систем управления во всех областях техники. Адаптивное управление позволяет управлять техническими объектами, параметры и структура которых не могут быть однозначно определены на стадии проектирования или меняются с течением времени, либо объектами, динамические свойства которых существенно зависят от внешних воздействий. Синхронные генераторы (СГ) как раз относятся к указанному типу объектов, так как состав и параметры потребителей системы электроснабжения (СЭС) заранее неизвестен, при этом, динамика СГ качественно изменяется в зависимости от характера потребителей. При этом состав и параметры потребителей изменяются случайным образом.

Таким образом, автоматический регулятор возбуждения (АРВ) должен обеспечивать значения показателей качества электрической энергии ПКЭ не ниже требуемых для всего возможного множества структур и параметров потребителей СЭС уже на этапе ввода в эксплуатацию. В ходе эксплуатации регулятор может только оптимизировать значения ПКЭ.

Для достижения указанного выше результата предлагается следующая структура АРВ (рисунок), состоящая из: блока закона регулирования (ЗР), таблицы параметров ЗР в различных режимах работы (РР) СГ, классификатора РР СГ, блока оценивания качества регулирования (БОКР), блока оптимизации параметров регулятора (БОПР) и цифровой модели СГ (ЦМ).

В первую очередь формируется программа испытаний СГ, соответствующая множеству РР. На основе данных о работе СГ в различных РР настраивается его ЦМ и классификатор РР, которые затем вводятся в состав АРВ. БОКР вычисляет значение показателя качества регулирования (ПКР) в текущем РР СГ. Если это значение оказывается больше заданного или допустимо-

СОЗДАНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЕМ НАСЕЛЕННЫХ ПУНКТОВ

Целью исследования является создание комплексной системы управления электроснабжением на примере децентрализованного поселения с применением традиционного и возобновляемого источника энергии.

Высокие технико-экономические показатели применения возобновляемых источников энергии (ВИЭ), стабильные рабочие параметры энергетического оборудования и стабильное энергоснабжение потребителей достигаются при комбинированной выработке тепловой и электрической энергии, комплексном ее аккумулировании и при сочетании ВИЭ как между собой, так и с техникой и технологиями традиционной энергетики [1]. Создание эффективных комплексных энергосистем (КЭС) с комплексным использованием различных аккумуляторов энергии позволяет повышать эффективность энергоиспользования ВИЭ на 30-50%, улучшает параметры выработанной энергии и обеспечивает стабильность энергоснабжения потребителей.

Применение таких систем является особо актуальным для потребителей, находящихся в труднодоступных районах (малые города, поселки), которые изолированы от существующих энергосетей или испытывают затруднения с постоянным снабжением электроэнергией.

В качестве объекта исследования выбрано село Долотуй, административный центр и единственный населенный пункт в Красночикойском районе Забайкальского края Российской Федерации.

Самым перспективным из возобновляемых источников энергии для данного поселения является солнце. Однако, каким бы высоким ни был солнечный потенциал, он не отменит главного недостатка солнечной энергии, а именно непостоянства выработки электроэнергии.

Для нивелирования данного недостатка выработано решение добавить два дизель-генератора и с помощью гибрида этих двух станций обеспечить стабильную и надежную выработку электроэнергии для поселения. Все необходимые условия для этого созданы: солнечных дней в селе больше 300 в году.

Таблица 1

Результаты расчета электрических нагрузок населенного пункта

Потребитель	Кол-во, шт.	P, кВт	Q, квар	S, кВА
Жилой дом	54	270	78,3	281,12
Магазин	1	25	15,5	29,41
Школа	1	35	25,5	42,72
Светильники	56	5,6	1,842	5,89
Итого		335,6	121,14	359,14

Исходя из полученных величин расчетной мощности окончательно выбирается дизель-генераторная установка ДГУ, мощность которой лежит в вычисленном допустимом диапазоне мощностей – 400 кВт/479 кВА.

Для того чтобы рассчитать необходимое количество фотоэлектрических панелей были использованы данные помесячного потребления электроэнергии (табл. 2) и данные по солнечной инсоляции в селе Долотуй (табл. 3).

Самым благоприятным месяцем для использования фотоэлектрических панелей является июль, т.к. инсоляция в этом месяце наибольшая. В другие месяцы следует комбинировать использование панелей и дизель-генераторов.

Таблица 2

Электропотребление села Долотуй (WC)

WC, кВтч	Март	Апрель	Май	Июнь	Июль	Август	Сентябрь
	81740	76520	77720	55100	49400	47790	60270

Таблица 3

Солнечная инсоляция в селе Долотуй

	Март	Апрель	Май	Июнь	Июль	Август	Сентябрь
Солнечная инсоляция, Втч/м ²	155	176	204	212	239	209	162

Количество фотоэлектрических панелей выбрано с учетом солнечной инсоляции и потребления села Долотуй в июле и составило 4152 шт., а их мощность равняется 412,2 кВт.

Для сохранения электроснабжения в периоды недостаточной генерации (например, ночью) и избыточной в периоды пиковой генерации панелями, система должна быть оборудована банком накопителей. Принимаем к установке глубокоразрядные аккумуляторные батареи с номинальной емкостью 3500 Ач и номинальным напряжением аккумуляторной ячейки 2 В.

Реализуемая комплексная система является конкурентоспособной, так как подключение поселения с помощью воздушных линий является трудно реализуемым из-за особенностей ландшафта данного региона (горная местность) и больших затрат [2].

Ключевой стратегией является минимизация расходов. С помощью использования возобновляемых источников энергии удастся уменьшить затраты на топливо для дизель-генераторов в муниципальных образованиях.

Литература

1. Сурикова А. Н., Сыцянюк Е. В. Повышение энергоэффективности зданий и сооружений: учеб. пособие. Вологда: Вологодский государственный университет, 2022. 114 с.

2. Скрябин Н. П., Поздеев Н. Д., Алюнов А. Н. Оперативное управление распределительными электрическими сетями: учеб. пособие. Вологда: Вологодский гос. техн. ун-т, 2011. 123 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ АКТИВНОГО СИЛОВОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ СУБГАРМОНИК ТОКА

В работе рассматривается одна из таких технических проблем, возникающих в объектах распределенной генерации, как субсинхронный резонанс и исследуется возможная структура активного силового фильтра для его подавления.

Причины субсинхронного резонанса подробно описаны в [Лит.]. Для исследования активного фильтра субгармоник тока (АФСТ) использовалась схема, представленная на рис. 1. Схема состоит из имитации субгармонических колебаний тока и АФСТ на основе неуправляемого выпрямителя и инвертора, подключенного с помощью вольтодобавочного трансформатора. Система управления АФСТ построена на основе извлечения гармоник во временной области, который основан на мгновенном получении опорного сигнала напряжения за счет разности сигналов загрязненного субгармониками 12,5 Гц и основной частоты 50 Гц.

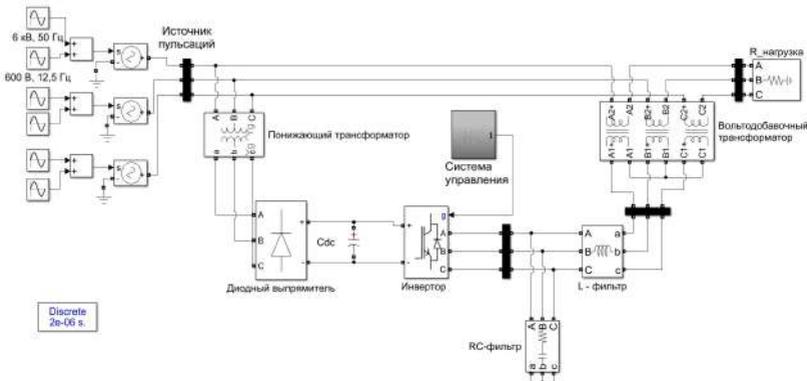


Рис. 1. Модель АФСТ в MATLAB Simulink

Как видно на рис. 2, в результате подключения АФСТ уровень субгармоник удалось уменьшить от 10% до 0,7% тока основной частоты.

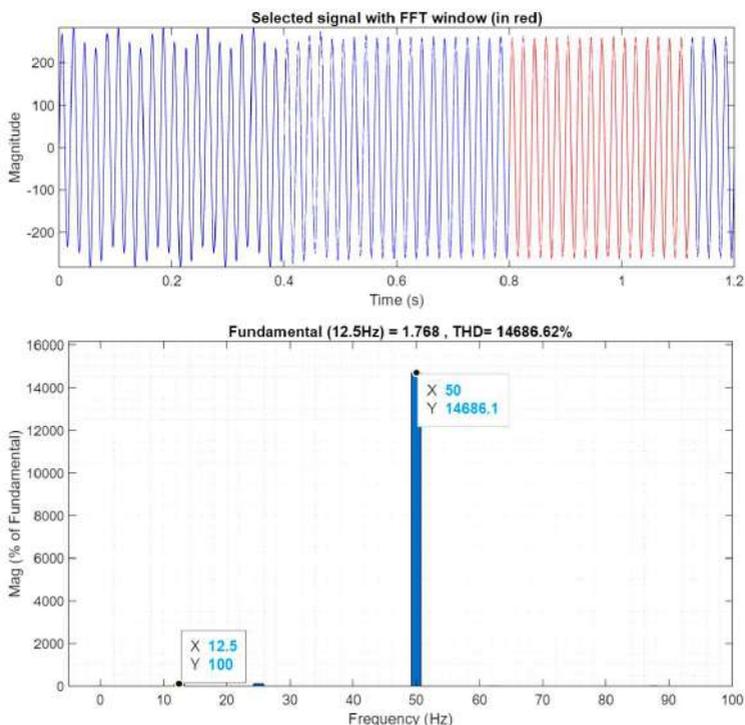


Рис. 2. Ток нагрузки (сверху) и БПФ тока нагрузки выделенной области (снизу)

Таким образом, результаты исследования позволили сформулировать основные требования к функциям и структуре АФСТ. Использование АФСТ направлено на улучшение качества электроэнергии в месте установки систем распределения электроэнергии, чтобы избежать распространения субгармоник тока к синхронному генератору и возникновения субсинхронного резонанса

Литература

Diana Belkova, Vladimir Anosov, Vladimir Kaveshnikov. Application of the Maximum Principle for Optimizing an Active Current Subharmonic Filter // 2023 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), Sochi, 15-19 May 2023. PP. 474–478, 2023.

Кокорев А.А., Соснина Е.Н.
(Н. Новгород, НГТУ им. Р.А. Алексеева)

К ВОПРОСУ МОНИТОРИНГА СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ 6–20 КВ С ПРИМЕНЕНИЕМ СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ ВЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Силовые трансформаторы (СТ) являются ответственным элементом систем электроснабжения (СЭС), повреждение которого сопровождается значительными затратами на его ремонт и ущербами из-за недоотпуска электрической энергии. Износ трансформаторного оборудования в ПАО «Россети Центр и Поволжье» на 31.12.2023 составил 80,7 % [1].

Современные защиты СТ распределительных сетей 6–20 кВ способны выявить повреждения при замыкании около 70 % витков обмотки [2], когда уже возможен переход витковых замыканий в междуфазные. Повысить качество защиты СТ возможно применением активной диагностики, позволяющей выявить дефекты на начальной стадии. Поэтому разработка систем мониторинга состояния СТ является актуальной задачей.

Любые изменения в СТ приводят к изменению параметров (потери и напряжение КЗ, потери и ток ХХ). Они, в свою очередь, обуславливают изменение параметров схемы замещения СТ, что позволяет судить о возникновении в СТ внутренних дефектов или влиянии внешних факторов (таблица) [3].

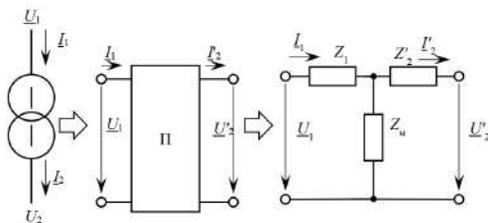
Связь между дефектами трансформаторов и его параметрами

Дефект	Изменение параметра
Межвитковое замыкание	Уменьшение потерь и напряжения КЗ
Деформация обмоток после КЗ	Увеличение напряжения КЗ
Замкнутый контур в магнитопроводе	Увеличение потерь и тока ХХ
Изменение свойств ферромагнитного материала	Изменение потерь и тока ХХ

В СЭС все шире применяются устройства синхронизированных векторных измерений (СВИ) токов и напряжений. Изме-

ренные величины могут применяться для создания цифровых двойников элементов СЭС и систем мониторинга.

Разработана методика, основанная на замещении СТ пассивным четырехполосником (рисунок), с двух сторон которого проводятся СВИ токов и напряжений.



Структурная схема определения параметров СТ

Четырехполосник может быть замещен Т-образной схемой, по структуре аналогичной схеме замещения СТ.

Система уравнений четырехполосника в A -параметрах

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = \underline{A}_{11} \underline{U}'_2 + \underline{A}_{12} \underline{I}'_2; \\ \underline{I}_1 = \underline{A}_{21} \underline{U}'_2 + \underline{A}_{22} \underline{I}'_2, \end{cases}$$

где $\underline{U}_1, \underline{U}'_2, \underline{I}_1, \underline{I}'_2$ – приведенные к обмотке высшего напряжения комплексные значения напряжений и токов двух сторон трансформатора; $\underline{A}_{11}, \underline{A}_{12}, \underline{A}_{21}, \underline{A}_{22}$ – комплексные значения A -параметров четырехполосника.

Матрица A -параметров $[\mathbf{A}]$ содержит четыре элемента, поэтому для их нахождения необходимо иметь не менее четырех независимых уравнений (не менее чем по два измерения тока и напряжения с двух сторон СТ при различных значениях питающего напряжения или нагрузки). A -параметры могут быть определены методом наименьших квадратов

$$[\mathbf{A}] = [\mathbf{I}_1][\mathbf{I}_2]^T \left([\mathbf{I}_2]^T [\mathbf{I}_2]^T \right)^{-1},$$

где $[\mathbf{A}]$ – матрица A -параметров четырехполосника; $[\mathbf{I}_1]$ и $[\mathbf{I}_2]$ – СВИ напряжений и токов с двух сторон трансформатора.

$$[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{I}_1] = \begin{bmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & \dots & U_{1,n} \\ I_{1,1} & I_{1,2} & \dots & I_{1,n} \end{bmatrix};$$

$$[\mathbf{H}_2] = \begin{bmatrix} U'_{2.1} & U'_{2.2} & \dots & U'_{2.n} \\ I'_{2.1} & I'_{2.2} & \dots & I'_{2.n} \end{bmatrix},$$

где n – количество измерений напряжений и токов.

Параметры элементов Т-образной схемы замещения

$$Z_1 = \frac{A_{11}}{A_{21}} - \frac{1}{A_{21}}; \quad Z'_2 = \frac{A_{22}}{A_{21}} - \frac{1}{A_{21}}; \quad Z_M = \frac{1}{A_{21}}.$$

Сопrotивления ветвей позволяют найти параметры ХХ и КЗ

$$\Delta P_x = \operatorname{Re} \left(\frac{U_{1.\text{НОМ}}^2}{Z_M} \right); \quad i_{x\%} = \frac{U_{1.\text{НОМ}}^2}{S_{\text{НОМ}} |Z_M|} 100\%;$$

$$\Delta P_k = \frac{\operatorname{Re}(Z_1 + Z_2) S_{\text{НОМ}}^2}{U_{1.\text{НОМ}}^2}; \quad u_{k\%} = \frac{\operatorname{Im}(Z_1 + Z_2) S_{\text{НОМ}}}{U_{1.\text{НОМ}}^2} 100\%,$$

где $U_{1.\text{НОМ}}$ – номинальное напряжение обмотки высшего напряжения; $S_{\text{НОМ}}$ – номинальная мощность СТ.

Параметры ХХ и КЗ позволяют судить о наличии или отсутствии повреждений СТ, а динамика изменения параметров – о развитии внутренних повреждений.

Рассмотренный метод мониторинга СТ с применением СВИ позволяет выявлять внутренние повреждения СТ на ранней стадии, прогнозировать их развитие и время до отказа.

Литература

1. Уровень физического износа оборудования [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://mrskcp.ru/stockholder_investor/performance/index.php?iblock_id=114 (дата обращения 19.04.2024).

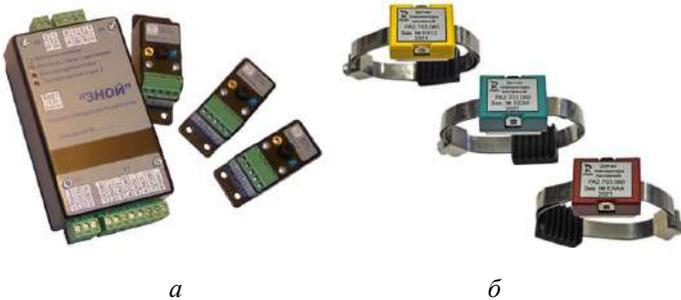
2. Алюнов А. Н., Вяткина О. С., Немировский А. Е. Об эффективности цифровой системы проактивной диагностики силовых трансформаторов // Вестник Иркутского государственного технического университета. 2020. Т. 24. № 5. С. 966–976.

3. Кокорев А. А., Соснина Е. Н. Исследование влияния температуры окружающей среды на характеристики силового трансформатора // Проблемы и перспективы развития электроэнергетики и электротехники: материалы V Всерос. науч.-практ. конф. Казань: КГЭУ, 2023. С. 104–109.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОГО КОНТРОЛЯ В КРУ 6-35 кВ ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

В современной энергетике автоматизированная система управления занимает ключевую позицию. В связи с увеличением потребления электричества и высокой нагрузкой на электрооборудование появилась потребность в температурном контроле в шкафах КРУ 6-35 кВ. Перегрев контактных соединений в шкафах КРУ снижает срок службы оборудования, эксплуатационные характеристики, увеличивает потери, а также может привести к аварийной ситуации и даже к пожару [Лит.].

Устройство контроля температуры контактных соединений позволяет контролировать температуру контактных соединений в реальном времени и в течение всего периода эксплуатации. На рисунке представлены две группы датчиков: беспроводная (контактная) и бесконтактная (проводная).



Варианты температурных датчиков:
а - бесконтактные; б - беспроводные

Устройства состоят из температурного модуля и температурных датчиков. Температурный модуль выполняет сбор результатов измерений с датчиков и передает их по интерфейсу RS-485 с помощью протокола *Modbus RTU* в автоматизирован-

ную систему управления для полного мониторинга оборудования, а также в центральную сигнализацию в случае превышения температуры.

Температурный контроль увеличивает срок службы оборудования, исключает аварийные ситуации, связанные с перегревом, и не требует частого обслуживания. Данное устройство является недорогим (около 3-5% от стоимости шкафа КРУ), и составляет неотъемлемую часть высокоавтоматизированных (цифровых) подстанций. Основные производители устройств температурного контроля представлены в таблице.

Основные производители устройств температурного контроля

№	Наименование устройства	Производитель	Тип измерения
1	«СТМ-СЭЩ»	АО «ГК «Электрощит-ТМ Самара»	Беспроводной
2	«ЗНОЙ»	ООО НПП «ТестЭлектро»	Бесконтактный
3	«ПАРМА КМТ»	ООО «ПАРМА»	Беспроводной
4	«КАКТУС»	ООО НПП «Микропроцессорные Технологии»	Бесконтактный
5	«Мелисса»	ООО НПП «Микропроцессорные Технологии»	Беспроводной
6	«Контроль-Т»	АО ПО «Элтехника»	Беспроводной

Литература

Зарипов Д. К. Тепловизионная диагностика электроэнергетических объектов на подстанции 110/10 кВ: методические указания для выполнения лабораторной работы. Казань: Изд-во Казан. гос. энерг. ун-та, 2015. 24 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ

В ЕЭС России широко используются: протокол МЭК 61850 и Сим-модель (сим-портал), состоящая из трех протоколов: МЭК 61970, МЭК 61968, МЭК 62325. Сим-модель отвечает за обмен информацией между различными системами управления электроэнергетикой в едином удобном формате для планирования работы и оптимизации системы и для управления ее активами [1].

Цифровые подстанции (ЦПС), работающие по протоколу МЭК 61860, бывают трех типов архитектур и нужны для обмена данными между устройствами, содержащимися на самой подстанции.

I тип: обмен информацией между устройствами РЗА осуществляется дискретными и аналоговыми электрическими сигналами (по контрольным кабелям, а обмен информацией с АСУ ТП осуществляется по протоколу MMS, по сетевой модели TSP/IP.

II тип: результаты измерения токов и напряжений передаются в виде электрических аналоговых сигналов (по контрольным кабелям), взаимодействие между устройствами РЗА выполняется при помощи R-GOOSE сообщений, с использованием сетевого протокола UPD/IP, обеспечивающего взаимодействие с моделью TSP/IP, а обмен информацией с АСУ ТП осуществляется по MMS;

III тип: результаты измерения токов и напряжений передаются с использованием мгновенных значений R-SV по локальной сети (LAN) на основе Ethernet, взаимодействие между устройствами РЗА выполняется при помощи R-GOOSE сообщений, а обмен информацией с АСУ ТП осуществляется по MMS [2].

Одной из главных проблем действующей информационной системы является отсутствие единого формата передачи информации от подстанции в диспетчерское управление. Данные на подстанциях хранятся в формате SCL, работники диспетчерской

заносят данные в специальную веб форму, переходя на CIM-формат, и передают ее в единую информационную систему sim-портал. Такой принцип работы является трудозатратным и требует большого количества человеко-часов.

Другой проблемой является наличие уязвимости информации при передаче ее по протоколу MMS, в результате чего в настоящее время увеличивается число кибератак с целью нарушить работу как конкретной подстанции, так и всей энергосистемы в целом.

На данный момент форматированием данных, а именно сопоставлением уникальных идентификаторов UUID, которые различны для формата SCL и CIM, занимаются работники подстанции [3]. Этот процесс можно автоматизировать с помощью нейронной сети-подсказчика. Принцип его работы основывается на методе машинного обучения Deep-learning. Нейронная сеть будет играть роль генеративной модели – советчика, которая по начальным данным будет выдавать наиболее подходящие запросу варианты, тем самым ускоряя поиск и сокращая количество используемых человеко-часов.

В связи с тем, что данные передаются по протоколу MMS, конкретно по сетевой модели TSP/IP, система остается уязвимой для кибератак. Своевременное обнаружение кибервторжения обеспечивается за счет интеллектуального анализа трафика с помощью простых методов машинного обучения, а именно регрессии. Линейная регрессия — это контролируемый метод машинного обучения, который находит линейное уравнение, лучше всего описывающее корреляцию зависимых переменных с независимыми. Это достигается путем вписывания линии в данные с помощью метода наименьших квадратов. Линия старается минимизировать сумму квадратов невязок. Невязка представляет собой расстояние между линией и текущим значением независимой переменной. Регрессия определяет множество числовых значений в условную прямую, а постороннее вмешательство распознает как отклонение от линии, после чего зафиксированный сигнал передается к антивирусу, предотвращая кражу данных и вмешательство в систему.

Проанализировав выявленные проблемы действующей информационной системы, можно показать, что наиболее эффек-

тивным методом обнаружения уязвимых мест системы является внедрение матрицы MITRE ATT&CK. Матрица позволяет строить модели угроз для разных типов компаний и показывать, какие из известных угроз можно закрыть конкретными решениями. В теории это выглядит так: работники компании, выбирающие решения для защиты своей инфраструктуры, проецируют возможности злоумышленника на матрицу ATT&CK и анализируют, какие актуальные угрозы остались незакрытыми.

Все вышеперечисленные методы обеспечения кибербезопасности соответствуют IEC 62351 и подходят для протоколов MMS, R-GOOSE и R-SV.

Литература

1. A Consistent View of the Smart Grid: Bridging the Gap between IEC CIM and IEC 61850 / A. Schumilin [et al.] // 44th EuroMicro Conference on Software Engineering and Advanced Applications (SEAA). 2018.

2. Ховалова Т. В., Жолнерчик С. С. Эффекты внедрения интеллектуальных электроэнергетических сетей // Стратегические решения и риск-менеджмент. 2018. №2. С. 92–101.

3. ЭнергопромАвтоматизация // Система автоматизированного проектирования SCADA Studio – Конфигуратор SCL / CIM. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.epsa-spb.ru/konfigurator/> (дата обращения: 18.03.2024).

Белов С.И., Лештаев О.В.
(Москва, РГАУ-МСХА им. К. А. Тимирязева)

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОПТИМИЗАЦИИ РАБОТЫ МИКРОЭНЕРГОСИСТЕМ В СЕЛЬСКИХ ЭЛЕКТРОСЕТЯХ

Современные возможности интеллектуального учета энергоресурсов позволяют с помощью различных цифровых технологий формирования эффективных систем мониторинга, контроля и прогнозирования энергопотребления микроэнергосистем осуществлять управление этими системами с различной конфигурацией и с различным составом оборудования.

Постепенный переход к интеллектуальным системам учета, дистанционного мониторинга и управления ресурсами микросетей особенно актуален в сельских электросетях напряжением 0,4 кВ, для которых характерны большая распределенность и удаленность от централизованных пунктов энергоснабжения.

Для повышения надежности энергоснабжения жители удаленных населенных пунктов и мелкие производители сельскохозяйственной продукции активно внедряют собственную генерацию, которая в последнее время успешно дополняется возобновляемыми источниками электроэнергии (ВИЭ).

В России уже имеется масса примеров, когда в ряде регионов страны в связи со значительным ростом тарифов и стоимости на электроэнергию и введением Закона о микрогенерации конечные потребители начинают увеличивать собственную установленную мощность ВИЭ-генерации для покрытия своего графика нагрузки и для ускорения окупаемости личной электростанции продажи излишков электроэнергии в сеть путем установки двунаправленного интеллектуального счетчика электроэнергии [1].

Таким образом, конечный потребитель превращается в микроэнергосистему со стохастическим потреблением и стохастическими источниками генерации электрической энергии, которая может работать в нормальном режиме как подключенная к местной электросети, так и в автономном режиме в случае аварийной ситуации в сети.

Для такой микросети необходим детальный технологический и экономический анализ при выборе оптимальной структуры и мощности генерации в зависимости от режима работы потребителя в различных условиях с учетом местных погодных характеристик.

Тенденции развития с созданием уникальной инфраструктуры интеллектуальных счетчиков и системы автоматического управления электропотреблением конечного потребителя довольно подробно изложены в [2].

Типовая функциональная схема интеллектуальной сети представлена на рис. 1.

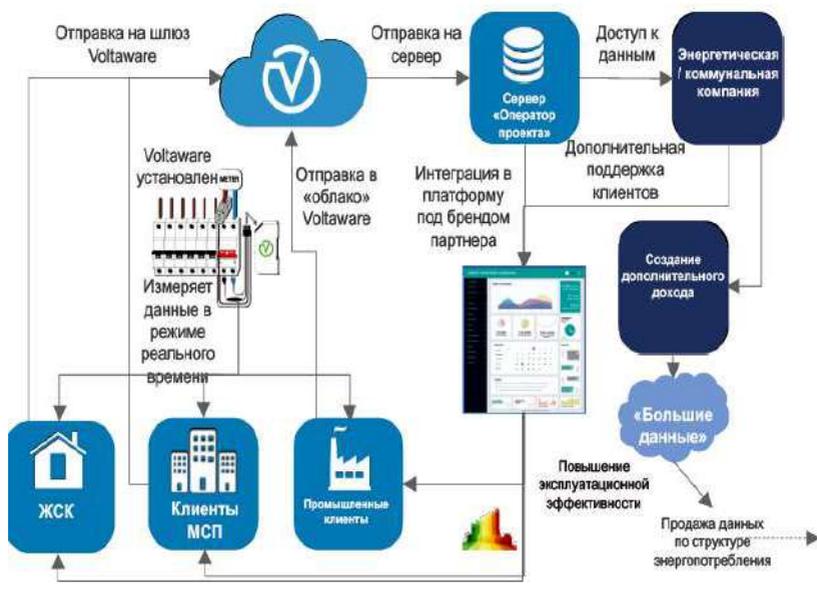
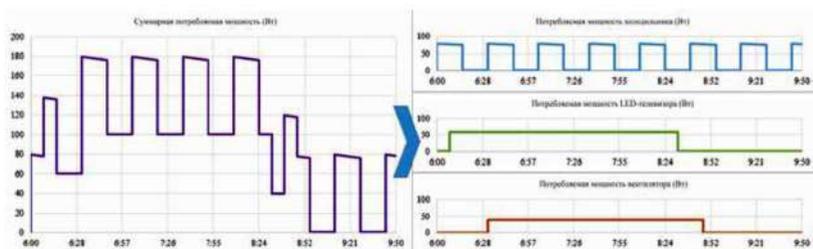


Рис. 1. Пример интеллектуальной микросети

Одним из наиболее удобных и эффективных способов организации анализа для выбора оптимальной структуры микроэнергосистемы и прогноза баланса генерации и энергопотребления в масштабе конечного потребителя со стохастическим потреблением и стохастическими источниками генерации электрической энергии является неинтрузивный мониторинг нагрузки (NILM). При NILM измеряются ток и напряжение в одном месте распределительной электрической сети и с помощью набора алгоритмов разложения и анализа показателей электроэнергии оцениваются количество и вид каждой отдельной нагрузки, ее индивидуальные особенности в потреблении энергии.

Используя технологии облачных вычислений и анализа больших данных, NILM анализирует событие и идентифицирует отдельно взятое устройство с дальнейшим выделением его профиля энергопотребления (рис. 2) [3].



Источник: [Blansongnern, Plungklang, 2016].

Рис. 2. Пример дезагрегации суммарной нагрузки на нагрузку отдельного оборудования микросети

Аналогичным образом с помощью технологии NILM могут быть также идентифицированы все установленные в микросистеме источники ВИЭ-генерации, будь это солнечная или ветрогенерация, генераторы на биогазе или тепловые насосы. Каждый из этих источников энергии обладает своими и только для них характерными режимами и показателями работы в зависимости от погодных условий для обеспечения энергобаланса нагрузки и комфортных условий внутри помещений.

Большое количество сельскохозяйственных предприятий находится в удаленных от городов небольших поселениях, где потребителями энергоресурсов являются небольшие производственные мощности, а также жилой сектор, находящийся на балансе этого предприятия. Централизованное электроснабжение удаленной местности отличается пониженной надежностью ВЛЭП, высокими стоимостями на электроэнергию и на присоединение дополнительной мощности к существующим сетям при развитии сельскохозяйственного производства и строительстве жилья.

Многие поселения используют для местного энергоснабжения традиционные источники генерации электроэнергии (дизельгенераторные станции или газотурбинные установки), а для расширения производства все более активно начинают внедрять в зависимости от местных условий возобновляемые источники энергии (солнечные электростанции, ветроэнергетические установки, биогазовую генерацию, микро и мини гидроэлектростанции, различные типы когенерационных установок).

В этом случае необходимо обеспечить оптимальный баланс требуемых мощностей во времени с генерируемыми мощностями от различных источников для сельхозпроизводства и поселения, включая электропотребление из существующей электросети, чтобы определить ориентировочную структуру технологии и критерии оценки целесообразности внедрения различных генерирующих источников, оптимальную схему и алгоритм работы системы электрообеспечения со стохастическими режимами генерации и энергопотребления [4].

Для этих целей необходимо собирать большой объем данных в режиме реального времени с помощью дистанционного мониторинга потребления электроэнергии, воды, тепловой энергии и газа (Smart Monitoring), как это возможно в NILM-технологии, с применением все более сложных методов анализа детализированных данных, таких как, машинное обучение и нейронные сети [5].

Технологии NILM являются весьма перспективными технологиями, поскольку позволяют с наименьшими затратами на установку дорогостоящих интеллектуальных счетчиков и сенсоров обеспечить в режиме реального времени удаленный доступ к большому количеству данных для последующего анализа режимов различного генерирующего и потребляющего оборудования с помощью глубоких нейронных сетей [6].

Литература

1. Федеральный закон от 27.12. 2019 N 471-ФЗ «О внесении изменений в Федеральный закон “Об электроэнергетике” в части развития микрогенерации».

2. V. Mishuchkov, M. Pushkareva, S. Belov. Smart Metering and Scheduling of Electrical Loads of Buildings // Journal of Physics Conference Series / November 2021 / DOI: 10.1088/1742-6596/2096/1/012132

3. Кузьмин П. С. Неинтрузивный мониторинг нагрузки: эффекты внедрения и перспективы распространения // Стратегические решения и риск-менеджмент. 2019. Т. 10. № 4. С. 306–319.

4. Оптимизация схем энергоснабжения современных сельскохозяйственных предприятий / Е. В. Тимофеев [и др.] // Технологии и технические средства механизированного производ-

ства продукции растениеводства и животноводства. 2018. № 1. С. 63–71.

5. Smart Monitoring – технология дистанционного мониторинга потребления электроэнергии, воды, тепловой энергии и газа в Smart City / В. Н. Логинов [и др.] // Труды МФТИ. 2020. Том 12. № 1. С. 90–99.

6. Kelly J., Knottenbelt W. Neural NILM: Deep Neural Networks Applied to Energy Disaggregation // Sep. 28. 2015. Accessed: Fev. 3. 2024. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://arxiv.org/pdf/1507.06594.pdf>.

Федоров Д.В., Андреев О.Н., Славутский А.Л.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО «Юнител Инжиниринг»)

ОСОБЕННОСТИ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА ПРИ КОНЕЧНОМ ВРЕМЕНИ СРАБАТЫВАНИЯ КОММУТАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ

Коммутационная аппаратура имеет конечное время срабатывания. Задержка до установившегося режима электрической цепи может достигать нескольких миллисекунд. При этом процесс коммутации имеет прерывистый характер, связанный с дребезгом механических контактов и возникновением электрической дуги. Сопротивление коммутационного аппарата изменяется динамически с большой скоростью, что приводит к возникновению высокочастотных колебаний тока и напряжения [1, 2], характер которых зависит от начальной фазы питающего напряжения [3, 4]. Кроме параметров электромеханического коммутирующего устройства высокочастотные биения сигналов в процессе коммутации зависят от параметров внешней электрической цепи и собственных частот возникающих электрических контуров [2].

В настоящей работе на основе качественных аналитических расчетов анализируется уровень возникающих при коммутации высокочастотных биений напряжения. Для минимизации брос-

ков тока и напряжения включение высоковольтной аппаратуры производится вблизи перехода питающего напряжения через ноль [5]. В силу случайного характера и конечной длительности коммутации в единицы мс уровень высокочастотных биений может превышать значения амплитуды напряжения основной частоты.

На рис. 1 приведены характерные примеры экспериментальной формы кривой напряжения при выключении однофазного асинхронного двигателя (АД) электронным тиристорным ключом и механическим тумблером.

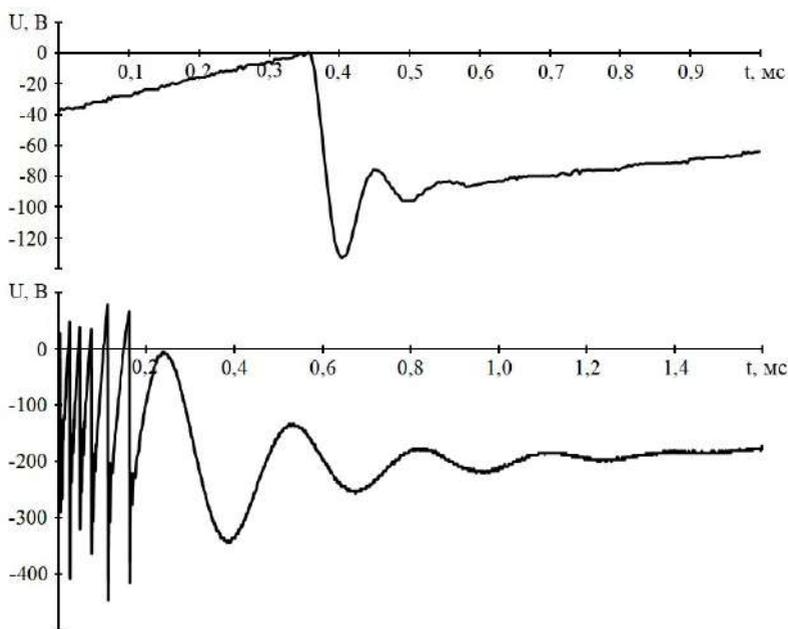


Рис. 1. Напряжение в статоре АД при его отключении тиристорным ключом (сверху) и тумблером (снизу)

На записях, представленных на рис. 1, наглядно проявляются основные особенности переходного процесса:

1. Регулярные затухающие колебания напряжения, обусловленные ударным возбуждением электрического контура, соб-

ственная частота которого определяется емкостью конденсаторов сдвига фаз и индуктивностью обмоток АД.

2. Пилообразное напряжение на нижней кривой определяется параметрами обозначенного контура и паразитными параметрами аппарата. Высокочастотные биения в начале кривой связаны, по-видимому, с механическим дребезгом контактов и прерывистым возникновением дуги, их начальная фаза носит случайный характер.

3. Амплитуда высокочастотных биений напряжения может значительно превышать напряжение питания в момент коммутации.

На рис. 2 приведена схема цепи, использованная для моделирования процессов на качественном уровне и пример входного напряжения цепи при прерывистом замыкании ключа. Изменение комплексных сопротивлений Z_i позволяет моделировать цепь, по крайней мере, с двумя контурами с разными собственными частотами. Может быть рассмотрено последовательное включение секций, традиционно используемых для моделирования ЛЭП.

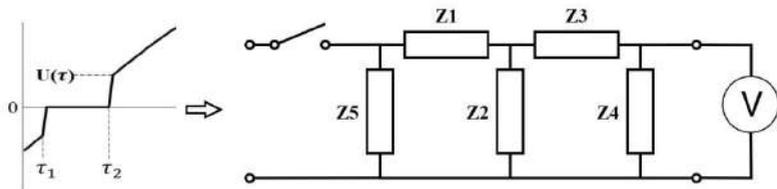


Рис. 2. Форма кривой входного напряжения и схема модели

Начало коммутации соответствует моменту времени до перехода сигнала напряжения через ноль, момент окончательного замыкания цепи τ_2 – после перехода сигнала напряжения через ноль. Варьируемыми параметрами являются время τ_1 до прерывания и τ_2 .

На рис. 3 представлены примеры изменения выходного напряжения при разных соотношениях между собственными частотами электрических контуров схемы рис. 2, $U_{\text{вых1}}$ соответству-

ет $\tau_1 = 0$ (включение при $\tau_2 = 2$ мс). Собственные частоты контуров для $U_{\text{вых1}}$, $U_{\text{вых2}} - 896$ и 1239 Гц, $U_{\text{вых3}} - 896$ Гц и 11800 Гц.

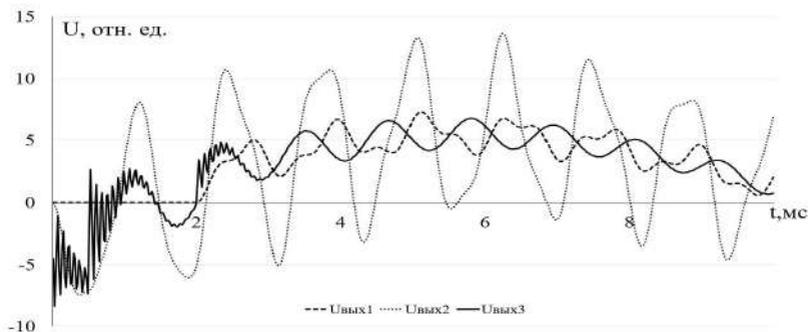


Рис 3. Выходное напряжение при $\tau_1 = 0,5$ мс и $\tau_2 = 2$ мс для разного соотношения собственных частот контуров

Напряжение в цепи может быть описано аналитическими формулами. Амплитуда высокочастотных биений определяется напряжением $U(\tau)$ на входе цепи в момент замыкания. Структура биений качественно определяется интерференцией таких колебаний, источником которых выступает изменение переходного сопротивления в месте коммутации (как при замыкании, так и размыкании). Это приводит к несимметрии высокочастотных биений относительно значения питающего напряжения, изменению длительности их фронтов, возникновению перенапряжений, превышающих амплитуду напряжения промышленной частоты [6].

Структура биений в значительной степени определяется не только паразитными параметрами коммутационной аппаратуры, но и параметрами схемы. Расчеты колебаний в возникающих электрических контурах позволяют делать оценки временных интервалов и возможной амплитуды высокочастотных биений для выбора и управления коммутационной аппаратурой в зависимости от схем ее включения. Анализ интерференции таких биений может использоваться при оценке крутизны фронта импульса при моделировании ЛЭП для волнового ОМП [7–9].

Литература

1. *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.

2. *Андреев О. Н., Ксенофофонов С. И., Славутский А. Л.* Моделирование и нейросетевая обработка сигналов при переходных процессах в электротехнических комплексах. Чебоксары: Чувашский государственный педагогический ун-т им. И.Я. Яковлева, 2023. 212 с. ISBN 978-5-88297-709-1.

3. *Славутский А. Л.* Моделирование аварийных режимов в узле комплексной нагрузки: высокочастотные составляющие тока и напряжения // Вестник Чувашского университета. 2023. № 4. С. 151–159. DOI 10.47026/1810-1909-2023-4-151-159.

4. Локализация момента начала переходного процесса нейросетевыми программно-аппаратными средствами / О. Н. Андреев [и др.] // Электротехника. 2023. № 8. С. 20–24. DOI 10.53891/00135860_2023_8_20.

5. Универсальные принципы управляемой коммутации силового электрооборудования / М. И. Александрова [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2019. №1. С. 49–54.

6. *Славутский Л. А.* Волновые процессы и устройства. Чебоксары: Чуваш. гос. ун-т им. И.Н. Ульянова, 2001. 224 с. ISBN 5-7677-1492-9.

7. Повышение точности волновых методов ОМП высоковольтных ЛЭП / В. Н. Козлов [и др.] // Энергия единой сети. 2022. № 5-6(66-67). С. 26–35.

8. Разработка и применение устройств определения места повреждения на линиях электропередачи с использованием волновых методов / В. Ф. Лачугин [и др.] // Энергия единой сети. 2021. № 5-6(60-61). С. 50–67.

9. *Slavutskii L. A., Ivanova N. N.* Using the simplest neural network as a tool for fault location in power lines // AIP Conference Proceedings, Moscow, 01–02 апреля 2020 года. Moscow, 2022. P. 030006. DOI 10.1063/5.0074926.

АППАРАТ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ: КРАТКАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ ЗАДАЧ

Аппарат искусственных нейронных сетей (ИНС) позволяет решать широкий круг задач в электротехнике и электроэнергетике [1–6]. Эти задачи традиционно можно разделить на классификационные и регрессионные, когда целевая функция на выходе ИНС дискретна или непрерывна (вещественна). Кроме того, такие задачи делятся на задачи, решаемые в отложенном или реальном времени. Приведем их краткий список:

1. Классификация неисправностей [7–9].
2. Определение места повреждения (ОМП) [10–12].
3. Контроль качества электроэнергии и прогнозирование энергопотребления [13–16].
4. Идентификация и контроль параметров электротехнических систем [17–19].
5. Оценка уровня гармоник, начала переходных процессов, шумоподавление, фильтрация сигналов [20–23].
6. Моделирование защит, кибербезопасность и «цифровые двойники» [24–26].
7. Оптимизация систем управления и регулирования [27–29].
8. Диагностика физических параметров электрооборудования [30–32].

Этот список лишь описывает широкий круг проблем в целом. Разделение нейросетевых задач по приведенным выше позициям оказывается, естественно, весьма условным, прежде всего потому, что многие из перечисленных задач связаны друг с другом.

Контроль качества электроэнергии связан с оценкой уровня гармоник в сигналах тока и напряжения; моделирование защит – с классификацией неисправностей; идентификация и контроль параметров электротехнических систем – с классифи-

кацией неисправностей; локализация начала переходных процесса является ключевой проблемой волнового ОМП и т.д.

Ответ на вопрос, в каких случаях используются регрессионные или классификационные нейросетевые алгоритмы, также является неоднозначным. Полученные разными ИНС результаты могут дополнять друг друга. Приведем характерные примеры.

Задача классификации неисправностей может решаться как выбор определенного элемента (участка) электротехнической системы, где возникают неисправности (классификационная задача), или, как при волновом ОМП, решается регрессионная задача определения расстояния до места повреждения. Аналогично, задача прогнозирования энергопотребления может решаться в виде регрессионной задачи (предсказательной), или в виде классификационной задачи, когда определяется диапазон возможного энергопотребления.

Обучение ИНС в подавляющем большинстве случаев осуществляется на модельных расчетах. На экспериментальных данных адекватно обучить ИНС очень сложно, поскольку обучающая выборка должна соответствовать всем возможным режимам работы технической системы, и необходимый объем такой выборки может составлять десятки и сотни тысяч записей. При этом, обученная ИНС может быть занесена в микропроцессорное оборудование и использоваться в режиме реального времени. Примером могут служить адаптивный выбор коэффициентов регулирования в системах управления [33], фильтрация, определение уровня гармоник в сигналах [34]. Единственное необходимое условие – время вычислений ИНС в режиме «если то» должно быть меньше частоты дискретизации сигнала. Эти условия при современном развитии микропроцессорной техники в электротехнике и электроэнергетике вполне реализуемы.

Однако большая часть перечисленных выше задач может решаться в отложенном времени при помощи аналитических платформ, позволяющих реализовывать нейросетевые алгоритмы. При этом основной проблемой является выбор необходимой структуры нейронных сетей, выбор которых осуществляется для каждой конкретной задачи эмпирически, с проверкой их работы.

Для обработки сигналов и динамических процессов часто используют рекуррентные и сверточные нейронные сети. Они

обладают обоими классическими недостатками нейросетевых алгоритмов [35]. Необходимы очень большие выборки данных и сигналов с варьированием всех параметров. Кроме того, принципиальным для конкретных выбранных рекуррентных ИНС остается вопрос: какой длительности предрежим необходим для адекватной работы ИНС с обратными связями.

Литература

1. Нейросетевой алгоритм восстановления в реальном времени сигнала промышленной частоты при нелинейных искажениях / А. Л. Славутский [и др.] // Электротехника. 2021. № 8. С. 21–25. DOI:10.3103/S1068371221080113.

2. Андреев О. Н., Ксенофонтов С. И., Славутский А. Л. Моделирование и нейросетевая обработка сигналов при переходных процессах в электротехнических комплексах. Чебоксары: Чуваш. гос. пед. ун-т, 2023. 212 с.

3. Ившин И В., Аухадеев А. Э., Ле К. Т. О применении нейронных сетей в расчетах рациональных режимов работы тягового электрооборудования городского электрического транспорта // Вестник Казанского государственного энергетического университета. 2023. Т. 15. № 1(57). С. 106–116.

4. *Leonowicz Z., Jasinski M.* Machine Learning and Data Mining Applications in Power Systems // *Energies*. 2022. Vol. 15. 1676. DOI: 10.3390/en15051676.

5. A Review on Intelligent Detection and Classification of Power Quality Disturbances: Trends, Methodologies, and Prospects / Y. Yan [et al.] // *CMES-Computer Modeling in Engineering & Sciences*. 2023. Vol. 137(2). PP. 1345–1379.

6. Нейросетевой анализ сигнала электромагнитно-акустической системы идентификации напряженно-деформированного состояния и поврежденности энергетического оборудования / М. Г. Баширов [и др.] // Проблемы и перспективы развития электроэнергетики и электротехники: материалы IV Всерос. науч.-практ. конф. Казань: Казанский государственный энергетический университет, 2022.

7. *Bhattacharya B., Sinha A.* Intelligent Fault Analysis in Electrical Power Grids // *IEEE 29th International Conference on Tools*

with Artificial Intelligence (ICTAI). 2017. PP. 985-990. DOI: 10.1109/ICTAI.2017.00151.

8. Development and research of an intelligent diagnostic system for equipment of electric power complexes / Mussa Bashirov [et al.] // E3S Web Conf: III International Conference on Actual Problems of the Energy Complex: Mining, Production, Transmission, Processing and Environmental Protection (ICAPE2024). 2024. Vol. 498. 01003. DOI: 10.1051/e3sconf/202449801003.

9. Decision Tree Models and Machine Learning Algorithms in the Fault Recognition on Power Lines with Branches / A. Kulikov [et al.] // Energies. 2023. Vol. 16. 5563.

10. *Slavutskii L. A., Ivanova N. N.* Using the simplest neural network as a tool for fault location in power lines // AIP Conference Proceedings, Moscow, 01/04/2020 – 02/04/2020. Moscow. 2022. P. 030006. DOI:10.1063/5.0074926

11. Applying Artificial Neural Networks and Nonlinear Optimization Techniques to Fault Location in Transmission Lines – Statistical Analysis / S. A. Rocha [et al.] // Energies. 2022. Vol. 15. 4095. DOI: 10.3390/en15114095.

12. *Федоров А. О., Петров В. С., Ильин А. А.* Одностороннее волновое определение места повреждения на основе сверточной нейронной сети // Релейная защита и автоматизация. 2023. № 3(52). С. 48–53.

13. *Aowabin Rahman, Vivek Srikumar, Amanda D. Smith.* Predicting electricity consumption for commercial and residential buildings using deep recurrent neural networks // Applied Energy. 2018. Vol. 212. PP. 372–385. DOI: 10.1016/j.apenergy.2017.12.051.

14. *Noebels M., Preece R., Panteli M. A.* Machine learning approach for real-time selection of preventive actions improving power network resilience // IET Gener. Transmiss. Distrib. 2022. Vol. 16. No. 1. PP. 181–192.

15. Power Factor Prediction in Three Phase Electrical Power Systems Using Machine Learning / J. M. Gámez Medina [et al.] // Sustainability. 2022. Vol. 14. 9113. DOI: 10.3390/su14159113.

16. Neural Approaches to Short-Time Load Forecasting in Power Systems – A Comparative Study / S. Osowski [et al.] // Energies. 2022. Vol. 15. 3265. DOI: 10.3390/en15093265.

17. *Солдатов А. А., Евдокимов Ю. К.* Нейросетевой метод контроля режимов работы подстанционных информационно-измерительных комплексов учета электроэнергии // Промышленные АСУ и контроллеры. 2017. № 11. С. 35–49.

18. *Burton B., Harley R. G.* Reducing the computational demands of continually online-trained artificial neural networks for system identification and control of fast processes // IEEE Transactions on Industry Applications. 1998. Vol. 34(3). PP. 589–596.

19. *Омельченко Е. Я., Лымарь А. Б.* Идентификация параметров схемы замещения асинхронных двигателей при помощи нейронных сетей // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2023. Т. 19. № 4. С. 31–44. DOI: 10.17122/1999-5458-2023-19-4-31-44.

20. *Андреев О. Н., Славутский А. Л., Алексеев В. В.* Структурный анализ электротехнических сигналов при рекуррентном использовании многослойного персептрона // Электротехника. 2022. № 8. С. 41–44. DOI: 10.53891/00135860-2022-8-41.

21. Локализация момента начала переходного процесса нейросетевыми программно-аппаратными средствами / О. Н. Андреев [и др.] // Электротехника. 2023. № 8. С. 20–24. DOI: 10.3103/s1068371223080023.

22. *Dharmendra K., Moushmi K., Zadgaonkar A. S.* Analysis of generated harmonics due to transformer load on power system using artificial neural network // International journal of electrical engineering. 2013. Vol. 4(1). PP. 81–90.

23. Harmonic classifier for efficiency induction motors using ANN / E. O. Rozal Filho [et al.] // Revista Contemporânea. 2023. Vol. 3(10). PP. 17660–17678. DOI: 10.56083/RCV3N10-054.

24. *Ivanov S. O., Nikandrov M., Lariukhin A.* Neuro Algorithm Accuracy Evaluation for The Anomalies Detecting in Overcurrent Protection Operation // International Ural Conference on Electrical Power Engineering : Proceedings - 2021 International Ural Conference on Electrical Power Engineering, UralCon 2021, Magnitogorsk, 24–26 сентября 2021 года. Magnitogorsk: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2021. P. 116–120. DOI 10.1109/UralCon52005.2021.9559614.

25. *Иванов С. О., Никандров М. В., Славутский Л. А.* Нейросетевое моделирование релейной защиты с временной

задержкой // Вестник Чувашского университета. 2022. № 3. С. 53–60. DOI 10.47026/1810-1909-2022-3-53-60.

26. *Kulikov A. L., Loskutov A. A., Mitrovic M.* Improvement of the technical excellence of multiparameter relay protection by combining the signals of the measuring fault detectors using artificial intelligence methods // E3S Web of Conferences : 2019 International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems, SES 2019, Kazan, 18–20 сентября 2019 года. Vol. 124. Kazan: EDP Sciences, 2019. P. 01039. DOI 10.1051/e3sconf/201912401039.

27. *Leena N., Shanmugasundaram R.* Artificial Neural Network Controller for Improved Performance of Brushless DC Motor. (EP-SCICON) Computation and Controls Signals Power on Conference, January 2014.

28. *Ahlam Luaibi Shuraiji, Salam Waley Shneen.* Fuzzy Logic Control and PID Controller for Brushless Permanent Magnetic Direct Current Motor: A Comparative Study. Journal of Robotics and Control (JRC) V3 (6), 2022, DOI: 10.18196/jrc.v3i6.15974 762.

29. *Omelchenko E., Lyman A.* Development of a New System for the Asynchronous Motor Parameters Identification based on Neural Networks // 2023 Russian Workshop on Power Engineering and Automation of Metallurgy Industry: Research & Practice (PEAMI). 2023. PP. 72–79.

30. *Bychkov A., Slavutskii L., Slavutskaya E.* Neural Network for Pulsed Ultrasonic Vibration Control of Electrical Equipment // Proceedings - 2020 International Ural Conference on Electrical Power Engineering, UralCon 2020, Chelyabinsk, 22–24 сентября 2020 года. Chelyabinsk, 2020. P. 24–28. DOI 10.1109/Ural-Con49858.2020.9216248.

31. *Pawlik P., Kania K., Przysucha B.* Fault diagnosis of machines operating in variable conditions using artificial neural network not requiring training data from a faulty machine // Eksploatacja i Niezawodność – Maintenance and Reliability. 2023. Vol. 25(3).

32. *Zayer W., Radhi A.* Faults diagnosis in stator windings of high speed solid rotor induction motors using fuzzy neural network // International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS). 2021. Vol. 12(1). PP. 597–611.

33. *Андрянов А. И., Краснов Н. А.* Нейросетевая система управления нелинейной динамикой непосредственного понижа-

ющего преобразователя напряжения // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2013. Т. 56, № 12. С. 33–38.

34. Neural net without «deep learning»: signal approximation by multilayer perceptron / L. A. Slavutskii [et al.] // 2nd International Conference on Computer Applications for Management and Sustainable Development of Production and Industry (CMSD-II-2022). 2023. 125640P. DOI: 10.1117/12.2669233.

35. Optimal Deep Learning LSTM Model for Electric Load Forecasting using Feature Selection and Genetic Algorithm: Comparison with Machine Learning Approaches / S. Bouktif [et al.] // Energies. 2018. Vol. 11(7). 1636. DOI: 10.3390/en11071636.

Четвериков С.В.
(Чебоксары, ООО «Амадон», ЧГУ)

СТОРОЖЕВОЙ ТАЙМЕР НА БАЗЕ ДЕСЯТИЧНОГО СЧЕТЧИКА ДЛЯ УСТРОЙСТВ С ПРИМЕНЕНИЕМ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ

На сегодняшний день число устройств и аппаратов, использующих микроконтроллеры (далее МК), чрезвычайно велико. Дальнейшие перспективы их развития имеют явно положительную динамику. Цифровая обработка сигналов, удобство разработки, гибкость платформ, технологичность монтажа и точность работы выгодно отличают подобные изделия от аналоговой аппаратуры.

Для контроля работы микроконтроллера и его текущего состояния (а именно, зависания) предназначен сторожевой таймер (англ. *watchdog*). Его задача – фиксировать периодические импульсы от МК, свидетельствующие о нормальной его работе, в случае же прекращения их поступления инициировать перезапуск устройства или только МК. В большинстве микроконтроллеров сторожевой таймер встроен в программную часть загрузчика и выполняет функцию по умолчанию. Однако, как показывает практика, такой вариант контроля ненадежен – имеют ме-

сто частые случаи полного зависания всей программной части МК, включая и сторожевой таймер.

Для создания надежной системы контроля работоспособности МК применяют различные схемы внешних таймеров. Предлагаемая схема основана на распространенной микросхеме десятичного счетчика K561ИЕ8 (CD4017), которая работает совместно с микросхемой часов реального времени (англ. *RTC*) типа *DS1307* и простой схемой реле времени для обеспечения задержки восстановления питания. На рис. 1 показана функционально-блочная схема сторожевого таймера и части устройства, относящейся к рассматриваемой функции.

На входы счетчика *CN* и *R* подаются задающий (от встроенного генератора часов реального времени) и сбрасывающий (от микроконтроллера) импульсы соответственно. При отсутствии сбрасывающих импульсов от МК счетчик начинает отсчет и, по достижении определенного выхода *Qx* (его выбор задает время ожидания импульса сброса), сигнал от него подается на реле времени, инициируя его перезапуск и сброс питания микроконтроллера.

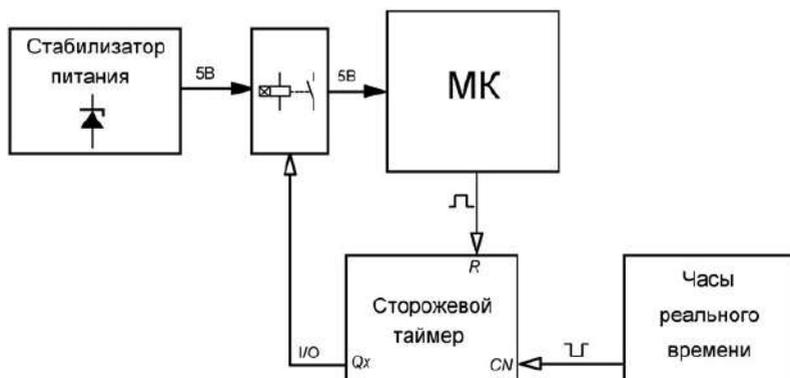


Рис. 1. Функционально-блочная схема сторожевого таймера и части инфраструктуры контролируемого устройства

Задающий сигнал часов реального времени берется непосредственно от встроенного генератора прямоугольных импуль-

сов, т.е. от микросхемы часов реального времени *DS1307* [2], с частотой 1 Гц. Сбрасывающий импульс от контроллера должен иметь такую частоту, чтобы счет не успевал дойти до выхода *Qx*. Время паузы реле времени подбирается таким образом, чтобы обеспечить надежный перезапуск МК (обыкновенно достаточно 500 мс). На рис. 2 дана временная диаграмма сигналов от МК (*R*), генератора часов (*CN*) на основе документации микросхемы счетчика [1].

Здесь представлен вариант работы таймера с зависанием МК после первых четырех секунд после начала работы генератора часов реального времени. На линии *R* пунктирами отмечены те импульсы сброса, которые не поступили от микроконтроллера. Синяя прерывистая линия – момент сброса счетчика сигналом от микроконтроллера, красная – момент срабатывания сторожевого таймера после того, как не был получен сигнал сброса. На вход *CP* микросхемы счетчика, согласно документации, подан постоянный уровень «0». На рис. 2 видно, что выход *Qx* срабатывает на 7 импульсе отсчета, что соответствует выходу *Q6* счетчика, однако при необходимости может быть выбран любой другой выход – изменением номера выхода можно изменять задержку между неполучением сигнала сброса счетчика от МК и, непосредственно, сбросом самого МК.

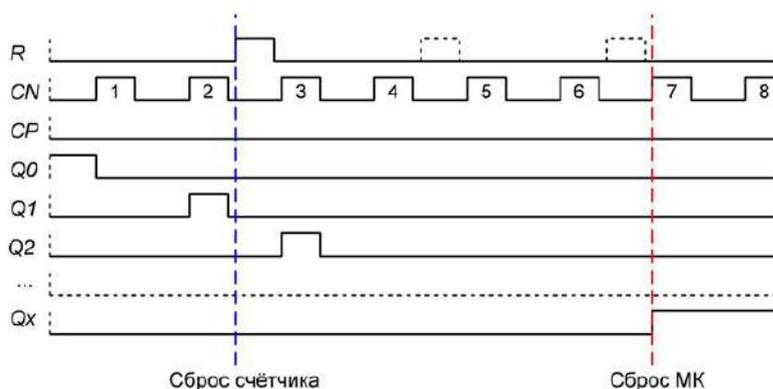


Рис. 2. Временная диаграмма сигналов, формируемых на микросхеме счетчика

Физически модуль реализован и испытан в устройстве телемеханики общепромышленного исполнения совместно с микроконтроллером архитектуры AVR, которая не отличается стабильностью работы. При искусственно созданных условиях нестабильности питания и программной эмуляции зависания сторожевой таймер показал надежный сброс.

Принципиальная схема сторожевого таймера приведена на рис. 3. Здесь в более подробном виде показаны решения по схемотехническому исполнению модуля. Реле времени для обеспечения задержки запуска собрано на транзисторе $VT1$, реле $K1$ и задающей цепи $C1, R2$.

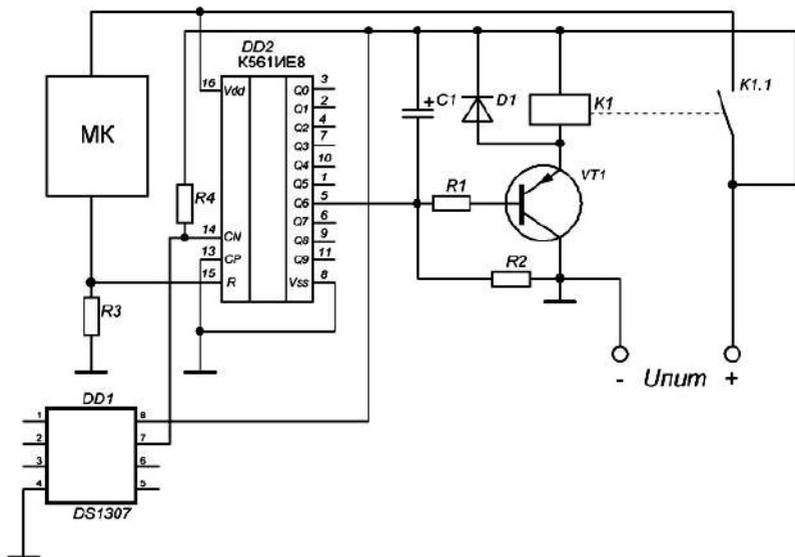


Рис. 3. Электрическая схема сторожевого таймера совместно с реле времени, упрощенный вариант

Подбором емкости конденсатора $C1$ можно регулировать интервал времени до подачи питания на базу транзистора. При запуске схемы конденсатор начинает заряжаться и, когда напряжение на базе $VT1$ поднимется до определенного уровня, он откроется и включит реле $K1$. При отсутствии напряжения

логической «1» на выводе $Q6$ микросхемы счетчика $DD2$ (то есть при нормальном режиме работы устройства) реле $K1$ постоянно запитано через открытый транзистор $V1$. Его контакты $K1.1$, соответственно, замкнуты и питание $U_{пит}$ через них подается на микроконтроллер МК. В случае отсутствия периодического сигнала сброса от МК на вход CN счетчика, на выходе $Q6$ появляется логический сигнал «1», который провоцирует закрытие транзистора $V1$ и срабатывание реле времени. Контакты $K1.1$ размыкаются, питание на МК и микросхеме $DD2$ пропадает, цикл работы таймера и микроконтроллера начинается сначала. Питание счетчика $DD2$ прерывается при сбросе для инициирования нового цикла отсчета для предотвращения возможных циклических перезапусков, когда сигнал от МК не успевал бы сбросить счетчик.

Отдельно стоит отметить, что для активации генератора прямоугольных импульсов микросхемы часов реального времени $DS1307$ требуется изменить состояние бита $SQWE$ [2] на 1. Резистор $R4$ (рис. 3) обязателен для формирования импульсов.

Таким образом, применение внешнего модуля сторожевого таймера является вполне обоснованным шагом для увеличения надежности электронных аппаратов. Рассмотренная в данной статье схема отличается относительной простотой, дешевизной и стабильностью работы, не требует настройки и сложных алгоритмов. К недостаткам можно отнести обязательное применения внешнего генератора задающих прямоугольных импульсов, что, однако, компенсируется применением встроенного генератора часов реального времени, которые используются непосредственно в работе устройства и функция генератора является побочной.

Литература

1. Микросхема K176ИЕ8 и K561ИЕ8: [Электронный ресурс] // Чип и Дип. Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/021/DOC001021132.pdf> (дата обращения: 21.02.2024).

2. Микросхема DS1307 64 x 8 Serial Real-Time Clock: [Электронный ресурс] // Чип и Дип. Режим доступа: <https://static.chipdip.ru/lib/041/DOC000041914.pdf> (дата обращения: 21.02.2024).

Алюнов А.Н.
(Москва, Финансовый университет при Правительстве РФ)

ПРЕДИКТИВНАЯ АНАЛИТИКА СОСТОЯНИЯ АКТИВНЫХ ЧАСТЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Электрическое оборудование играет ключевую роль в современных энергетических системах, поэтому важно обеспечивать его надежную работу и предотвращать возможные отказы. Предиктивная аналитика позволяет прогнозировать потенциальные проблемы на основе данных об историческом и текущем состоянии электрооборудования.

Одним из ключевых методов прогнозной аналитики является мониторинг параметров активных частей электрического оборудования. С помощью специализированных датчиков, трансформаторов тока и напряжения можно контролировать температуру, вибрацию, токи и напряжения, что позволяет на ранних этапах выявлять отклонения от нормы.

Не менее важным аспектом является использование IoT-технологий для сбора и передачи данных о состоянии оборудования в реальном времени. Это позволяет оперативно реагировать на изменения и проводить профилактическое техническое обслуживание [1].

В проведенных исследованиях оценка результатов прогнозирования проводилась с помощью численных методов на примере силового трансформатора по схеме, приведенной на рисунке.

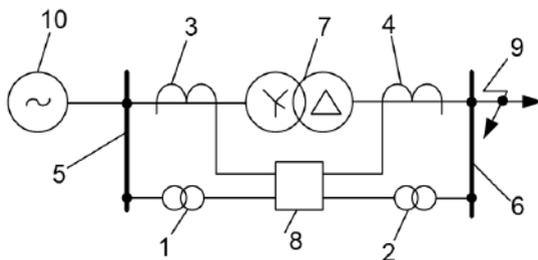


Схема измерения режимных параметров трансформатора:
1, 2 – трансформаторы тока; 3, 4 – трансформаторы напряжения; 5, 6 – шины высокого и низкого напряжений; 7 – силовой трансформатор; 8 – регистратор режимов; 9 – нагрузка; 10 – источник питания

С помощью библиотеки Pandapower и языка программирования Python рассчитывались многочисленные установившиеся режимы участка сети путем вариативного изменения нагрузок потребителей и положений устройств регулирования коэффициента трансформации под нагрузкой [2]. Представленные в таблице значения метрики R^2 показывают достаточно высокую точность алгоритма оценивания состояния силового трансформатора. При этом погрешности при идентификации параметров исправного силового трансформатора составляют приблизительно 0,5 %.

Результаты диагностики параметров исправного силового трансформатора

Параметр	R_T , Ом	X_T , Ом	G_T , мкСм	B_T , мкСм	k_T
Эталонное значение	5,190	119,620	0,9830	2,4196	0,085
Диагностическое значение	5,167	118,973	0,9879	2,4305	0,086
Отклонение, %	-0,45	-0,54	0,50	0,45	0,51

Предиктивная аналитика состояния активных частей электрического оборудования играет ключевую роль в повышении надежности и эффективности работы энергетических систем. Современные технологии позволяют оперативно выявлять потенциальные проблемы и предотвращать аварийные ситуации. Дальнейшие исследования в этой области будут способствовать сокращению времени простоя дорогостоящего оборудования и улучшению качества электроснабжения потребителей.

Литература

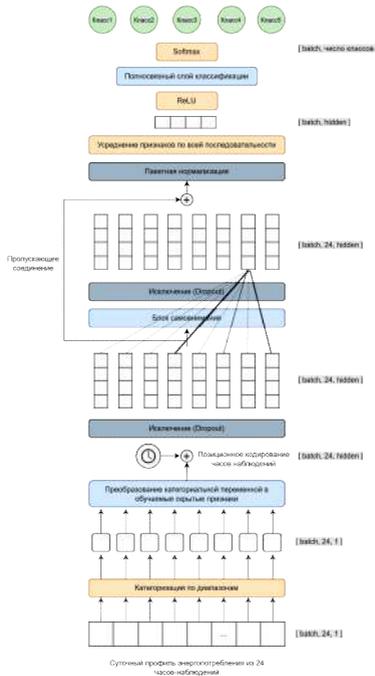
1. Математические аспекты определения параметров схем замещения двухобмоточных и трехобмоточных силовых трансформаторов / И. Н. Смирнов [и др.] // Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность. 2011. № 1. С. 18–21.

2. Automation of calculations of power transformers windings parameters taking into account the position of the voltage regulator / A. N. Alyunov [et al.] // E3S Web of Conferences : 2019 International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems, SES 2019, Kazan, 18–20 сентября 2019 года. Vol. 124. Kazan: EDP Sciences, 2019. P. 02016. – DOI 10.1051/e3sconf/201912402016.

РАСПОЗНАВАНИЕ КРИТИЧЕСКИХ СОБЫТИЙ В СУТОЧНЫХ ПРОФИЛЯХ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ МОДЕЛЯМИ ГЛУБОКОГО ОБУЧЕНИЯ

К особенностям наблюдений профиля энергопотребления относятся: позиционные свойства, контекст и взаимное расположение, автокорреляционные зависимости. В статье рассматривается модель глубокого обучения (рисунок), которая:

- с высокой точность распознает критические события;
- учитывает описанные выше особенности наблюдений;
- универсальна для разных типов критических событий;
- освобождает от этапа отбора признаков за счет архитектуры нейронной сети.



Архитектура нейромодели

Входами нейромодели являются показания энергопотребления с периодом дискретизации 1 час. Далее для упрощения анализа происходит переход от значений показаний к диапазонам (категориальным переменным). К обучаемым скрытым признакам диапазонов прибавляются обучаемые признаки позиции для подачи на блок внимания [1]. После него признаки наблюдений становятся контекстуализированными. Через усреднение признаков всей последовательности информация агрегируется и подается на полносвязный слой классификации.

Весы внимания можно интерпретировать и представлять лицу, принимающему решение, в виде показаний, наиболее повлиявших на предсказание. Чем больше значение показания, тем важнее вес внимания. Для увеличения объема обучающей выборки были сгенерированы синтетические данные с использованием генеративно-сопоставительной сети архитектуры многослойный перцептрон [2]. При обучении использовались техники для борьбы с переобучением: исключение, пропускающее соединение, пакетная нормализация, нелинейная функция активации без насыщения, модифицированная функция потерь ArcFace [3] для увеличения разделяющей способности и уверенности модели.

Полученная модель показала высокую точность работы. Она не требует поиска и отбора признаков для новых типов аномалий и извлекает их автоматически за счет универсальной архитектуры.

Литература

1. Ian J. Goodfellow, Jean Pouget-Abadie, Mehdi Mirza, Bing Xu, David Warde-Farley, Sherjil Ozair, Aaron Courville, Yoshua Bengio. Generative Adversarial Nets. 2014. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://arxiv.org/pdf/1406.2661> (дата обращения 20.12.2022).

2. Jiankang Deng, Jia Guo, Jing Yang, Niannan Xue, Irene Kotsia, Stefanos Zafeiriou. ArcFace: Additive Angular Margin Loss for Deep Face Recognition. 2015. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://arxiv.org/pdf/1801.07698> (дата обращения 20.12.2022).

3. Ashish Vaswani, Noam Shazeer, Niki Parmar, Jakob Uszkoreit, Llion Jones, Aidan N. Gomez, Lukasz Kaiser, Illia Polosukhin. Attention Is All You Need. 2017. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://arxiv.org/abs/1706.03762> (дата обращения 20.12.2022).

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УСТРОЙСТВА КОММУТАЦИИ НАГРУЗКИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С БЕСПРОВОДНЫМ ИНТЕРФЕЙСОМ

Зачастую для решения производственных задач на предприятиях, а также для проверки корректности работы бытового прибора в системах домашней автоматизации требуется применение устройств коммутации нагрузки переменного тока, которые помимо функции переключателя также производят измерение действующих значений тока и напряжения на нагрузке.

Основная проблема таких устройств с точки зрения современных возможностей микропроцессорной техники состоит в отсутствии беспроводных интерфейсов микропроцессорных взаимодействий, в результате чего возможности по интеграции устройства в существующие системы заметно снижаются. Данные положения обуславливают актуальность настоящего исследования, цель которого заключается в разработке структурной схемы устройства, которое бы обеспечивало выполнение требуемых функций (коммутация нагрузки, измерение действующих значений тока и напряжения) с возможностью беспроводной передачи данных.

Структурная схема устройства представлена на рисунке. На данной схеме можно выделить основные узлы:

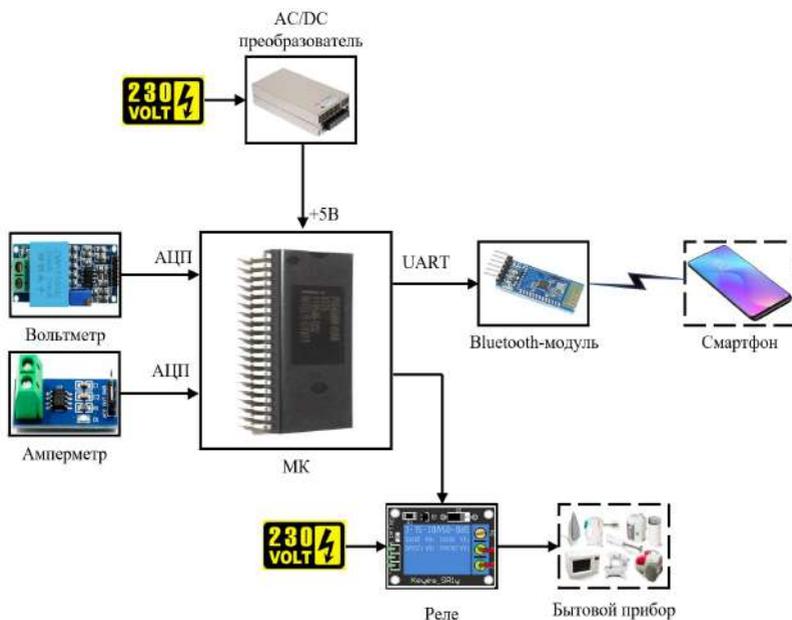
1. Модули вольтметра и амперметра переменного тока, которые преобразуют напряжение и ток на нагрузке в эквивалентное напряжение, изменяющееся от 0 до напряжения полной шкалы преобразования АЦП в микроконтроллере.

2. Реле, необходимое для коммутации нагрузки переменного тока.

3. Bluetooth-модуль, необходимый для преобразования последовательного интерфейса микропроцессорных взаимодействий UART в беспроводной интерфейс Bluetooth (для обеспечения возможности информационного обмена с внешним устройством, например, смартфоном).

4. AC/DC-преобразователь, необходимый для преобразования сетевого напряжения в напряжение постоянного тока (питание основных узлов и модулей устройства).

5. Микроконтроллер, реализующий функции устройства при помощи обозначенных выше узлов.



Структурная схема устройства

Таким образом, предложена структурная схема устройства коммутации нагрузки переменного тока с беспроводным интерфейсом.

Литература

1. *Огородников И. Н.* Микропроцессорная техника: учебник. 2-е изд., перераб. и доп. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2007. 380 с.
2. *Белоус К. В.* Компьютерные технологии в области автоматизации и управления: учеб. пособие. СПб: СПбГУТ им. М.А. Бонч-Бруевича, 2021. 63 с.

Михеев Г.М.¹, Нигметзянов В.С.², Петров Е.М.¹
(¹Чебоксары, ЧГУ, ²Казань, «Приволжские электрические сети»)

К ВОПРОСУ УПРАВЛЕНИЯ ДОБРОТНОСТЬЮ КОНТУРА В АДАПТИВНЫХ СИСТЕМАХ ЗАЩИТЫ СЕТЕЙ ОТ ЗАМЫКАНИЙ НА ЗЕМЛЮ

В системах автоматики и управления режимом компенсации емкостных токов (КЕТ) за правильную настройку контура нулевой последовательности (КНП) сети принимают резонансную настройку $\nu = 1 - I_L / I_C$ [1]. Однако в силу многофакторности процессов замыкания на землю поддержание резонансной настройки не является единственным и достаточным критерием обеспечения условий ликвидации однофазного замыкания на землю (ОЗЗ). В то же время расстройка компенсации приводит к перенапряжениям в сети, обусловленным биениями частот фазных напряжений и напряжения на нейтрали при дуговых замыканиях (ДЗ). Причем, чем выше качество изоляции, тем выше уровень перенапряжений в сети.

На практике часто применяют подключение параллельно рабочей обмотке дугогасящего реактора (ДГР) высокоомного резистора R_3 [2] как один из способов снижения перенапряжений и повышения эффективности системы защиты от ОЗЗ на основе ДГР при изменении конфигурации сети в расчетных параметрах выбранного резистора. На рис. 1 приведена схема подключения высокоомного резистора, размещенного внутри кожуха в составе комбинированного реактора – ДГР и трансформатора присоединения реактора к сети. Подключение реактора и резистора к трансформатору присоединения осуществляется посредством разъединителей для создания видимого разрыва цепи подключения указанных элементов.

Выбор сопротивления указанного 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 значение тока в ме-

сте пробоя изоляции; имеет место существенное потребление энергии – до сотен кВт при ОЗЗ. Отрицательным фактором применения резистора вне зоны действия расчетных значений резистора является, как правило, отказ автоматики управления ДГР, связанный со снижением добротности контура, либо отсутствие эффекта от применения резистора в силу малого его влияния на процессы в сети. В результате обслуживающий персонал прибегает к отключению резистора, чем усугубляет ситуацию.

Управление коммутацией силовых элементов (ДГР, резистор) по приведенной на рис. 1 схеме затратно, а в части управления добротностью контура задача практически неосуществима в силу многих причин.

Однако наличие вторичной силовой обмотки (на стандартные напряжения 220 и 500 В) ДГР (рис. 2) позволяет поновому решить задачу повышения эффективности систем КЕТ посредством управления добротностью контура с адаптацией к изменяемым параметрам сети в широком диапазоне многоступенчатым резистором $R_1 - R_n$, управление которым возможно во всех режимах работы сети [3].

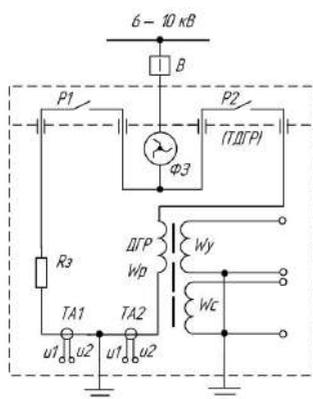


Рис. 1. Схема подключения неуправляемого резистора

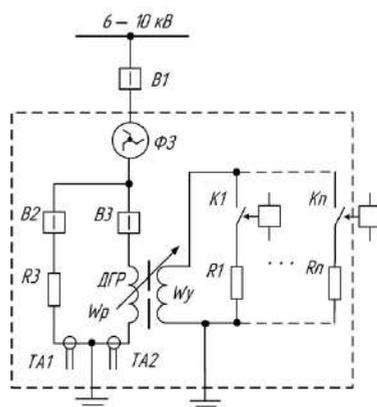


Рис. 2. Схема управления адаптивной системы защиты сети

Как правило, поддерживаемое значение добротности контура в сетях с естественной несимметрией фазных емкостных проводимостей, не выходящих за пределы допустимой, находится в диапазоне 8–12 [4]. При этом обеспечивается малое смещение нейтрали в нормальном режиме работы сети, что положительно сказывается на равномерном износе изоляции оборудования и создаются условия для снижения перенапряжений при дуговых замыканиях на землю, длительности горения дуги и ликвидации дугового замыкания.

На ряде подстанций России (Казани, Саранска, Пензы) и зарубежья (Монголия, Молдова) успешно эксплуатируются системы защиты от однофазных замыканий на землю на основе дугогасящих реакторов с разным принципом регулирования тока и многоступенчатых, управляемых автоматикой ДГР резисторов, функционирующих по разным алгоритмам управления добротностью контура в нормальном режиме работы сети и обеспечению активного тока замыкания в режимах ОЗЗ, в том числе с целью отключения поврежденной линии.

Литература

1. *Черников А. А.* Компенсация емкостных токов в сетях с незаземленной нейтралью. М.: Энергия, 1974. 96 с.

2. *Благинин В. А., Каженкин И. Е.* Многокритериальный подход к выбору режима заземления нейтрали в электросетях // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. Научный журнал. Специальный выпуск № 1. 2008. 134 с.

3. Совершенствование системы компенсации емкостных токов с дугогасящими реакторами ступенчатого регулирования / *Е. М. Петров [и др.]* // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 14-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. 536 с.

4. *Петров Е. М.* Оценка активных и емкостных проводимостей изоляции в компенсированных сетях 6-35 кВ // Труды академии электротехнических наук Чувашской республики. № 1. 2007.

Афанасьев В.В., Краснов Е.В., Серебрянников А.В., Туманов Ю.А.
(Чебоксары, ЧГУ)

УПРАВЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНЫМ СООТНОШЕНИЕМ КОЭФФИЦИЕНТА ИЗБЫТКА ОКИСЛИТЕЛЯ В ВОДОГРЕЙНЫХ КОТЛАХ-УТИЛИЗАТОРАХ С ДОЖИГАНИЕМ

Согласно стратегии развития энергетики России до 2035 года одним из перспективных направлений развития отечественной энергетики является перевод в режим когенерации районных и промышленных котельных, что позволит увеличить до 50 ГВт установленную электрическую мощность с комбинированной выработкой тепловой и электрической энергии. Модернизация котельных в мини-ТЭЦ позволяет сократить до 30% первичного топлива, уменьшить выбросы вредных продуктов сгорания и поэтому является приоритетным направлением развития энергетики. Это подтверждается запретом в развитых странах использование природного газа без когенерации на вновь вводимых или реконструируемых ТЭЦ и котельных.

В котельных с существенным преобладанием отпущенной тепловой энергии над электрической энергией на собственные нужды целесообразно использовать газотурбинные установки (ГТУ) со сбросом продуктов сгорания в имеющиеся штатные водогрейные котлы [1, 2]. ГТУ позволяют производить значительно больше тепловой энергии за счет утилизации тепла дымовых газов после ГТУ и при необходимости дополнительного сжигания природного газа в этом же котле-утилизаторе в потоке выхлопных газов турбины без использования дутьевых вентиляторов. В [2] показано, что из условия согласования водогрейного котла ПТВМ-30М и ГТУ по расходу выхлопных газов для обеспечения скорости последних в газоходе и разрежения в топке котла паспортным значениям, оптимальным является ГТЭС-2,5 производства ОАО «Сатурн – Газовые турбины». Для обеспечения наибольших значений коэффициента использования установленной мощности (КИУМ) и КПД ГТУ необходимо ее загружать в базовом режиме в течение всего года, вырабатывая электроэнергию в чисто теплофикационном режиме. Результаты расчета показывают, что утилизация тепла выхлопных газов ГТУ, работающей в базовом режиме на номинальной электриче-

ской мощности 2,5 МВт позволяет получить без дожигания 4,5 МВт тепловой мощности. Этой мощности, как правило, бывает недостаточной для обеспечения потребителей тепловой энергией даже на ГВС в межотопительный период. Так, например, в котельной 4-С г. Чебоксары мощность на ГВС составляет порядка 23 МВт. Дальнейшее увеличение тепловой мощности котла-утилизатора вплоть до паспортных значений осуществляется за счет дополнительного сжигания природного газа в атмосфере выхлопных газов ГТУ, содержащей 16,07 % кислорода.

Экономическая эффективность и экологичность сжигания топлива в котельных установках определяется коэффициентом избытка воздуха α , т.е. соотношением топливо-кислород. Содержание кислорода в дымовых газах связано с этим показателем и поэтому сигнал датчика кислорода часто используется в системах обратной связи для автоматического управления процессом горения в котельных установках. В настоящее время широко применяются оптические, парамагнитные, электрохимические и циркониевые датчики кислорода, которые, как правило, устанавливаются в газоходе котла. В случае использования штатного водогрейного котла ПТВМ-30М в качестве котла-утилизатора датчики кислорода для управления оптимальным соотношением топливо-окислитель при сжигании дополнительного топлива должны располагаться непосредственно в верхней части топочной камеры в агрессивной высокотемпературной среде продуктов сгорания. В этих условиях могут работать только высокотемпературные (свыше 600 °С) датчики из окиси циркония, которые могут быть погружены непосредственно в анализируемую среду, вследствие чего отпадает необходимость отбора и очистки пробы для последующего анализа, что позволяет снизить инерционность управления.

Схема управления коэффициентом избытка окислителя в котле-утилизаторе приведена на рисунке. Выхлопной патрубок ГТУ, соединенный с коробом газохода, выполнен в виде тройника, где расположен регулирующий шибер, с электрическим приводом. Нижний отвод тройника соединен с блоком горелок котла-утилизатора, а верхний отвод соединен с блоком сбросных люков. При этом положение шибера обеспечивает оптимальный расход выхлопных газов в нижнем отводе, который необходим для сжигания природного газа в горелках котла с коэффициентом избытка воздуха в диапазоне 1,05-1,1.

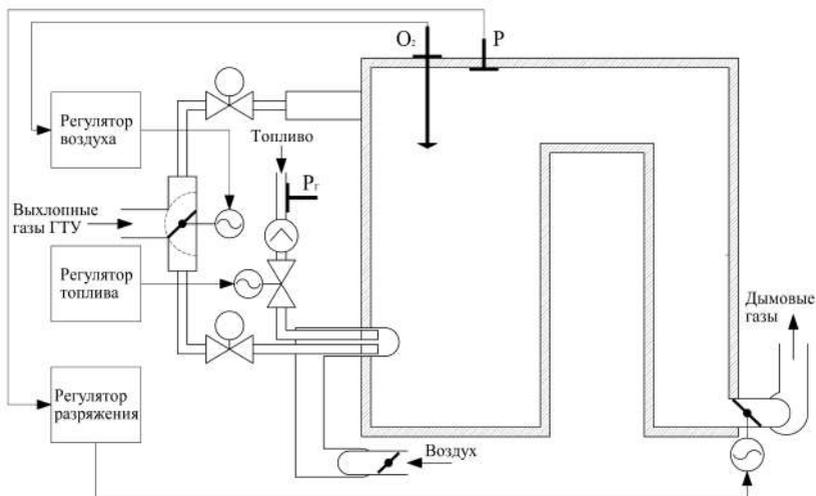


Схема управления коэффициентом избытка окислителя
в котле-утилизаторе

На регулирующий шибер тройника подается корректирующий сигнал о содержании свободного кислорода в дымовых газах с микропроцессорного вычислителя соотношения топливо-окислитель. Такая регулировка осуществляется автоматически, что способствует дополнительному эффективному сжиганию природного газа в выхлопных газах ГТУ.

Литература

1. Исследование вариантов перевода районной отопительной котельной 4-С г.Чебоксары в режим когенерации / В. В. Афанасьев [и др.] // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 7-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 232–241.

2. Повышение эффективности работы отопительной котельной за счет модернизации в мини-ТЭЦ / В. В. Афанасьев [и др.] // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 7-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 224–232.

Маркевич М.В., Андреев В.В.
(Чебоксары, ЧГУ)

АНАЛИЗ ДОМИНИРУЮЩИХ ЧАСТОТ, ВОЗБУЖДАЕМЫХ ВДОЛЬ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОЙ ЛИНИИ ДВИЖУЩИМСЯ ПОЕЗДОМ

В настоящее время для позиционирования железнодорожных составов разрабатываются и внедряются технологии виброакустического зондирования [Лит.]. К таким технологиям относятся, в частности, когерентная оптическая рефлектометрия во временной области (С-OTDR), называемая еще фазочувствительной оптической рефлектометрией (φ-OTDR). С-OTDR является современной технологией мониторинга опосредованного через грунт акустического воздействия различной природы на распределенный волоконно-оптический датчик. Цель нашего исследования состоит в разработке метода выявления частот, характерных для движения поезда на железнодорожном участке. Конечной целью исследования является разработка метода позиционирования движущихся железнодорожных составов.

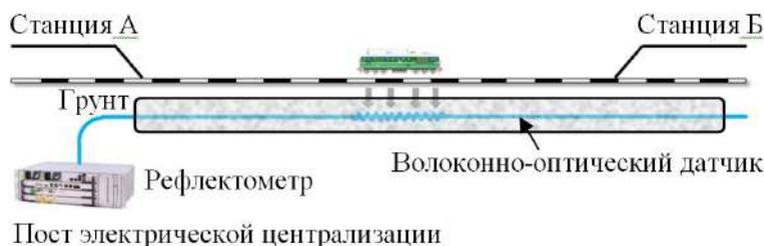


Рис. 1. Схема системы виброакустического зондирования

Оптоволоконный кабель длиной около 40 км зарыт в грунт на глубину от 0,8 м до 0,9 м на расстоянии 2,5 м от ближнего рельса (рис. 1). Система виброакустического зондирования охватывает три перегона. Длина каждого из них составляет приблизительно 10 – 12 км. На железнодорожных станциях оптоволоконный кабель проложен открыто по воздуху. Производилась

регистрация виброакустических сигналов при движении различных типов подвижных единиц: одиночный тепловоз, рельсовый автобус, пассажирский и грузовой поезда. Скорость движения варьировалась от 40 до 110 км/час. Вибрация, создаваемая движущимися поездами, передается на оптоволоконный кабель через грунт. Система виброакустического зондирования формирует периодические прямоугольные импульсы для обнаружения возмущений в оптоволокне с периодом 500 мкс. Длительность импульса равна 120 нс. Таким образом, вибрация, создаваемая движущимися поездами, распространяется на оптоволоконный кабель и обнаруживается рефлектометром, который расположен на станции на посту электрической централизации.

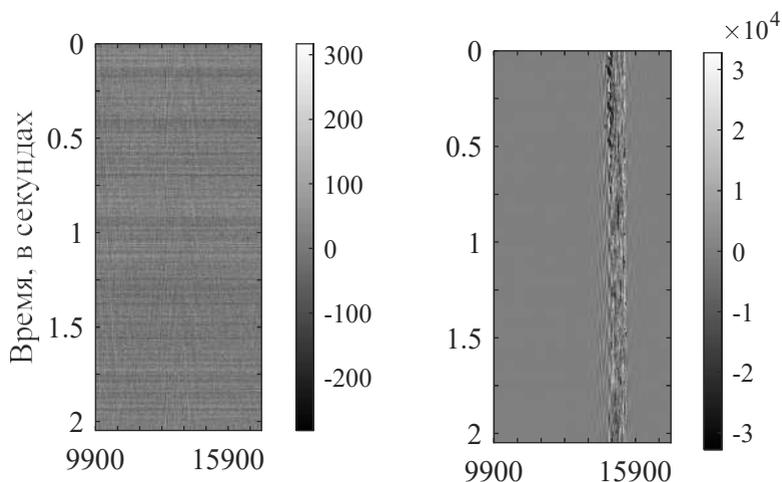


Рис. 2. Исходные сигналы при отсутствии поезда (слева) и при его движении (справа) на участке железной дороги. По горизонтали отложена координата оптоволоконка в отсчетах, равных 1,6 м

Литература

Маркевич М. В., Андреев В. В. Анализ методов позиционирования поездов на участке железнодорожной линии с применением технологии дистанционного виброакустического зондирования // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 7-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 164–170.

Синица М.К. (Самара, ОДУ Средней Волги, СамГТУ),
Хренников А.Ю. (Москва, НТЦ ФСК ЕЭС)

АЛГОРИТМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА РАСЧЕТА СКОРОСТИ СТАРЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ ТРАНСФОРМАТОРНОГО МАСЛОНАПОЛНЕННОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Одним из важнейших элементов электросетевой инфраструктуры является трансформаторное оборудование. Именно трансформаторы и линии электропередач являются системообразующими элементами любой электроэнергетической системы. В докладе речь будет идти именно о силовых трансформаторах, которые при рассмотрении процесса генерации используются как преобразователи, повышающие напряжение, а при перераспределении электроэнергии – как понижающие [1].

Основным изоляционным материалом любого маслонаполненного трансформатора является бумажно-масляная изоляция обмоток и трансформаторное масло. Поскольку трансформаторное оборудование часто работает в условиях повышенных температур, в масляной изоляции могут протекать химические процессы с образованием свободных радикалов. Авторами разработана универсальная методика расчета коэффициента скорости старения изоляции трансформаторного маслонаполненного оборудования.

Основные методы расчета коэффициента скорости старения изоляции трансформаторного оборудования были рассмотрены в [2]. К ним относятся:

1. Уравнение Монтсингера;
2. Теория активных соударений или теория активированного комплекса;
3. Уравнение Вант-Гоффа – Аррениуса;
4. Правило Вант-Гоффа.

Опираясь на проведенные в [2, 3] исследования была разработана усовершенствованная методика, которая позволяет уточнить значение коэффициента скорости старения изоляции с применением уравнения Монтсингера с помощью метода интерполяции шестиградусных интервалов [4]. Данный метод получил название «усредненно-промежуточный метод».

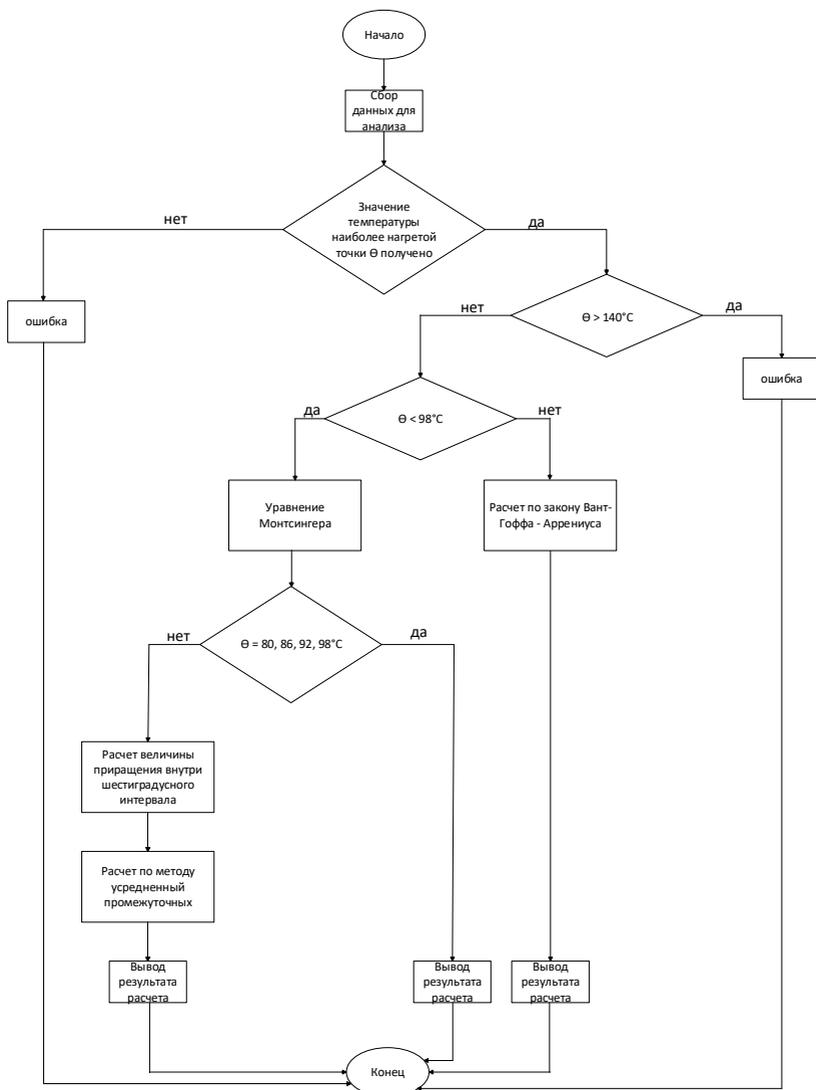
На основании уравнений Монтсингера и Вант-Гоффа – Аррениуса, а также «усреднено-промежуточного метода» была сформирована универсальная адаптивная модель расчета коэффициента скорости старения изоляции трансформаторного маслонаполненного оборудования. Для описания данной модели был сформирован алгоритм, который приведен на рисунке.

Трансформаторное оборудование обладает всевозможными датчиками. В данной работе будет рассматриваться оборудование класса изоляции «А», для которого диапазоном рабочих температур является интервал от 80 до 140°C (для трансформаторов мощность выше 250 МВА – от 75 до 140°C) [5]. Для расчетов с применением вышеназванных методов необходим параметр, который называется «температура наиболее нагретой точки обмотки». Сбор данных для анализа подразумевает получение этого параметра для расчета.

На следующем этапе происходит анализ полученной температуры. При температуре ниже 80°C (75°C) – оборудование работает в номинальном режиме. Температура наиболее нагретой точки обмотки выше 140°C сигнализирует о необходимости проведения обследования системы охлаждения с трансформаторным маслом.

В предложенной методике уравнение Вант-Гоффа – Аррениуса применяется, когда температура наиболее нагретой точки обмотки попадает в интервал от 98 до 140°C. При значении температуры 80, 86, 92, 98°C – применяется классическое уравнение Монтсингера. Значение температуры в интервалах (80...86°C), (86...92°C), (92...98°C) позволяет применить «усредненно-промежуточный метод» для получения более точного значения коэффициента.

Результатом расчета по универсальной адаптивной модели является значение коэффициента скорости старения изоляции трансформаторного маслонаполненного оборудования, либо ошибка, связанная с необходимостью проведения технического освидетельствования.



Алгоритм адаптивной модели расчета

Литература

1. *Хренников А. Ю. Гольдштейн В. Г.* Техническая диагностика, повреждаемость силовых и измерительных трансформаторов и реакторов // Монография. М.: Энергоатомиздат, 2007. 286 с. ил.

2. *Синица М. К., Хренников А. Ю.* Оценка механизма и скорости старения изоляции силовых трансформаторов согласно уравнению Монтсингера и закону Аррениуса // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 7-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. 588 с.

3. *Синица М. К., Хренников А. Ю.* К вопросу модификации методики оценки скорости старения изоляции с применением уравнения Монтзингера // Энергетика будущего – цифровая трансформация: материалы 4-й Всерос. науч.-практ. конф. Липецк, 2023.

4. ГОСТ 14209-97 (МЭК 354-91) Руководство по нагрузке силовых масляных трансформаторов.

5. Стандарт организации ОАО «ФСК ЕЭС» СТО 56947007-29.180.01.116-2012. «Инструкция по эксплуатации трансформаторов». 2012 г.

Гаврилов А.А., Казакова Е.Ю.
(Чебоксары, ЧГУ)

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ С ПРИМЕНЕНИЕМ ПРО- ГРАММНО-ТЕХНИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА РЕТОМ

Актуальность этой задачи связана с усложнением алгоритмов действия современных устройств РЗА, разнообразием применяемых разными производителями подходов и, с другой стороны, с повышением требований надежности и эффективности со стороны энергосистемы [1].

Большой интерес представляет моделирование совместно с программно-техническим комплексом (ПКТ) РЕТОМ для осу-

ществления тестирования в условиях симуляции участка энергосистемы [2]. При этом используется математический алгоритм расчета токов и напряжения переходного режима в первый момент короткого замыкания.

Для трехфазного короткого замыкания сигнал тока и напряжения в общем виде можно представить как сумму свободных и вынужденных (установившихся) составляющих тока и напряжения

$$\begin{aligned} u(t) &= U_{\text{уст}}(t) + Ae^{\alpha_1 t} + Be^{\alpha_2 t} \cos(\omega_c t + \psi_u), \\ i(t) &= I_{\text{уст}}(t) + Aie^{\alpha_1 t} + Bie^{\alpha_2 t} \cos(\omega_c t + \psi_i). \end{aligned} \quad (1)$$

Для расчета математической модели лучше использовать итерационный метод решения системы дифференциальных уравнений в форме Коши для исходной схемы, представленной в стандарте [3] (рис. 1). Для интеграции в модуль программы применяется итерационный метод Рунге-Кутты.

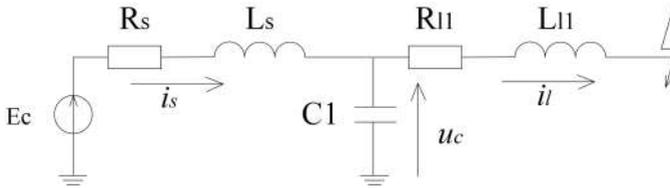


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения энергосистемы

Для составления матрицы коэффициентов Коши составим систему уравнений исходя из законов Кирхгофа для случая трехфазного короткого замыкания

$$\begin{cases} e_c + i_s R_s + L_s \frac{d}{dt} i_s = -u_c, \\ -u_c + i_l R_l + L_l \frac{d}{dt} i_l = 0, \\ i_s = i_c + i_l, \end{cases} \quad (2)$$

где i_c – ток ветви с конденсатором; i_s , i_l – токи ветвей источника и линии соответственно.

Учитывая выражение закона Ома для конденсатора в дифференциальной форме и преобразовав (2) в форму Коши, получим следующую систему дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_s = \frac{e_c - i_s R_s - u_c}{L_s}, \\ \frac{d}{dt} i_l = \frac{u_c - i_l R_l}{L_l}, \\ \frac{d}{dt} u_c = \frac{i_s - i_l}{C_1}. \end{cases} \quad (3)$$

Для системы уравнений (3) матрица коэффициентов, матрица свободных членов и начальные значения интегрируемых переменных примут вид

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} \\ 0 & -\frac{R_l}{L_l} & \frac{1}{L_l} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix}; \quad f(t) = \begin{bmatrix} e_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{x}(0) = \begin{bmatrix} i_s(0) \\ i_l(0) \\ u_c(0) \end{bmatrix}.$$

Алгоритм машинного расчета представляет собой простой цикл (рис. 2)

```

for k=0:1:n
    t=k*h;
    K1=a*(x(k))+F(t);
    K2=a*(x(k)+(h/4)*K1)+F(t+h/4);
    K3=a*(x(k)+h*K1-2*K2+2*h*K3)+F(t+h);
    x(k+1)=x(k)+(h/6)*(K1+4*K3+K4);
end
x
    
```

Рис. 2. Фрагмент программы расчета значений искомых токов и напряжений

Алгоритм определяет функцию в области $(0, N)$ с заданным шагом интегрирования $h = 0,00001$, что достаточно для определения сигналов с частотами до 7 гармоники.

В результате имитационного моделирования были получены осциллограммы сигналов, близкие к реальным с достаточной точностью.

Литература

1. *Гаврилов А. А.* Особенности разработки автоматической проверки цифровых устройств РЗА с помощью РЕТОМ-61850 // НАУКА И ТЕХНОЛОГИИ-2023: сборник статей Междунар. науч.-иссл. конкурса (16 октября 2023 г.). Петрозаводск: МЦНП «НОВАЯ НАУКА», 2023. С. 39–44.

2. *Гаврилов А. А. Казакова Е. Ю.* Особенности разработки алгоритмов тестирования микропроцессорных устройств РЗА с поддержкой протокола МЭК 61850 // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 7-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. С. 96–101.

3. IEC 60255-121: Measuring relays and protection equipment – Part 121: Functional requirements for distance protection – Edition 1.0 2014-03. С.78.

Иванов И.П.¹, Михайлов А.В.², Васильев Е.Г.¹
(Чебоксары, ¹АО «ВНИИР-Прогресс»,
²АО «ВНИИР-Прогресс», ЧГУ)

ХАРАКТЕРНЫЕ ПРИЗНАКИ КОММУТАЦИОННОГО АППАРАТА С ФУНКЦИЯМИ ИЗМЕРЕНИЙ И МОНИТОРИНГА

В современных энергосистемах (энергообъектах) широко востребованы сильноточные коммутационные аппараты с дополнительными функциями измерения и мониторинга параметров самого аппарата и управляемого им объекта. Среди таких аппаратов, именуемых иногда *smart*-аппаратами, получили наибольшее рас-

пространение сильноточные электромагнитные контакторы и автоматические выключатели (АВ) различного назначения, которые выпускают ведущие мировые электротехнические компании, как *Schneider Electric, Gigavac, TDK, Hartman* и др.

Характерные признаки, определяющие «интеллектуальные» возможности типопредставителей *smart*-аппаратов разных областей применения, выявленные в результате анализа доступной технической информации, сведены в таблицу. По *smart*-аппаратам для аэрокосмических систем признаки установлены на основе стандарта *ISO 20949* (информация на промышленные изделия не доступна).

Признаки удобно и наглядно оценивать, разделив их на две группы:

- функциональные, включающие измерение (контроль) параметров аппарата и сети и мониторинг параметров (оцифровывание и агрегирование замеренных величин);

- конструктивные (технологические), обеспечивающие реализацию «интеллектуальных» функций.

Как следует их таблицы, наиболее общим для всех *smart*-аппаратов является наличие функции измерения (контроля) количества операций включения и отключения (ВО) главного контакта, напряжения или тока управляемой цепи и мониторинг измеренных параметров.

Характерные признаки *SMART*-аппаратов

Параметры, признаки	АВ	Контакторы			
	<i>ComPact NSXm</i> [1]	<i>Tesys Giga</i> [2]	<i>MXC, GXC</i> [3]	<i>HVC, TDK</i> [4]	Стандарт <i>ISO 20949</i> [5]
Основные параметры, области применения					
Номинальный ток, А	16÷160	115÷800	350, 600	200, 300, 500	
Количество полюсов	3, 4	3, 4	1	1	1, 3
Категория применения	<i>AC</i>	<i>AC</i>	<i>DC</i>	<i>DC</i>	<i>AC</i>
Область применения	Промышленные энергосистемы, электродвигатели		Транспорт, энергосистемы с аккумуляторами, в т.ч. спецназначения		Аэрокосмические системы

Окончание таблицы

Параметры, признаки	АВ		Контакторы		
	<i>ComPact NSXm</i> [1]	<i>Tesys Giga</i> [2]	<i>MXC, GXC</i> [3]	<i>HVC, TDK</i> [4]	Стандарт <i>ISO 20949</i> [5]
Признаки, определяющие интеллектуальные возможности					
<u>Функциональные</u>					
• Измерение (контроль) параметров аппарата:					
- напряжения управления	–	+	+	–	
- температуры (Θ)	–	–	+	+	
- числа операций ВО	+	+	+	–	+
• Диагностика износа контактов	–	+	–	–	–
• Измерение параметров сети:					
- тока (<i>I</i>)	+ ¹⁾	–	+	–	+
- напряжения (<i>U</i>)	+	–	+	+	–
и т.п. (изоляция, мощности)	+	–	–	–	–
• Мониторинг парам.	+	+	+	–	+
<u>Конструктивные (технологические)</u>					
• Электронный блок с микропроцессором	+ ¹⁾	+	+	–	+
• Встроенные датчики (<i>I, U, Θ</i> и т.п.)	+ ¹⁾	–	+	+	+
• Контакт контроля состояния главных контактов	+	+ ²⁾	+	+ ³⁾	+
• Технология связи	Модули <i>Eco Struxure</i>		<i>CAN-BUS</i>	–	+
Группа	<i>SMART₂</i>	<i>SMART₂</i>	<i>SMART₂</i>	<i>SMART₁</i>	<i>SMART₂</i>

Примечания к таблице:

- «+» имеется; «–» отсутствует;
- ¹⁾ обеспечивают также выполнение главных функций (коммутации, защиты);
- ²⁾ содержится также модуль износа контактов;
- ³⁾ служит в качестве индикатора залипания.

Мониторинг, как правило, осуществляется встроенным в

электрическую схему управления микропроцессором. Такие *smart*-аппараты обладают наибольшей «интеллектуальной» возможностью (условно обозначены «*SMART*₂»). Однако аппараты, содержащие встроенные датчики, параметры которых в реальном времени передаются во внешнее микропроцессорное устройство, например в программируемый логический контроллер с обратной связью с этим аппаратом, также вполне можно отнести к *smart*-аппаратам, но более низкого уровня («*SMART*₁»). Важным признаком *smart*-аппарата является наличие технологического средства связи с системами управления высшего уровня, что не только обеспечивает надежность и качество системы, но и предиктивное обслуживание оборудования.

Таким образом, в зависимости от вида и назначения *smart*-аппарат может быть выполнен с разными сочетаниями функций и прогрессивных технологий и средств, в т.ч. микропроцессоров.

Литература

1. ComPacT NSX & NSXm Catalog (2021) // Schneider Electric [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.se.com/sg/en/download/document/NSX_NSXm_Catalog_2021 (дата обращения: 18.04.2024).

2. TeSys contactors for railway applications- Catalogue 2022 // Schneider Electric [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.se.com/us/en/download/document/LVCATRAIL_EN (дата обращения: 18.04.2024).

3. MX Contactors (48V) // Sensata Technologies / [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.sensata.com/products/gigavac-power-contactors-fuses/mx-contactors-48v (дата обращения: 18.04.2024).

4. TDK // Product Brief 2020 / High-Voltage Contactors / [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.tdk-electronics.tdk.com (дата обращения: 26.11.2023).

5. ISO 20949-2018 Aircraft – Smart contactor – General requirements. First edition. 2018-11.

РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА И АВТОМАТИКА ЭНЕРГОСИСТЕМ

Ефремов В.А., Петрушков М.Ю.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО «Релематика»)

ПРОБЛЕМЫ ЗАЩИТЫ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ С ИНВЕРТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Внедрение возобновляемых источников электроэнергии (ВИЭ) порождает технические проблемы в работе релейной защиты, которые не были известны ранее. ВИЭ подключаются в сеть через инверторные преобразователи (ИП), которые непосредственно влияют на характер выдаваемого тока от ВИЭ. Можно выделить два ключевых момента:

1) малый ток подпитки места КЗ. Так, согласно [1] значение тока, выдаваемого ветряными электростанциями (ВЭС) IV типа, подключенными к сети через ИП, в нормальном режиме практически не отличается от тока в установившемся режиме КЗ и, как правило, находится в диапазоне от номинального тока $I_{ном}$ до $1,5I_{ном}$. Такие небольшие изменения значения тока подпитки КЗ существенно отличаются от величины тока от традиционных источников энергии в виде синхронных генераторов. Значения токов подпитки КЗ от ИП зависят от многих параметров, в частности, от особенностей его конструкции, алгоритмов работы функций автоматического управления и технологических защит, а также от способа подключения инверторного преобразователя к сети. При этом необходимо отметить еще одну особенность работы инверторов – подавление тока обратной последовательности, что может привести к отказу защит, принцип действия которых основан на реагировании на ток/мощность обратной последовательности. Влияние тока подпитки со стороны ВИЭ на поведение защит линий представлено в таблице;

2) отсутствие или очень низкая механическая инерция. В условиях повреждения угол фазы напряжения источника может значительно измениться по сравнению с углом до повреждения. Это в свою очередь может негативно повлиять на работу контура памяти, традиционно используемого в реле сопротивления (РС). К неселективной работе РС из-за некорректной работы

контура памяти может привести совокупность многих факторов, таких как малая инерционность источника, ошибки измерения частоты в ВИЭ, ошибки измерения частоты в реле. При КЗ в защищаемой линии с ВИЭ на аналоговых входах наблюдаются сильно искаженные напряжения и токи, увеличивая вероятность ошибок измерения частоты. При трехфазных замыканиях источник не имеет надежного сигнала для измерения частоты системы. Эффективно реагируя на собственную частоту, ВИЭ может непреднамеренно повышать или понижать частоту в нестабильном контуре обратной связи [2].

Влияние тока подпитки со стороны ВИЭ
на поведение защит линий

Вид защиты	Влияние ВЭС/СЭС при КЗ	Ожидаемая реакция защиты
ДФЗ	Малая величина подпитки КЗ со стороны ВИЭ	Отказ защиты в результате отсутствия тока обратной последовательности
НВЧЗ		
Защита с ВЧ-блокировкой		
МТЗ	Малый фазный ток подпитки ($1-1,5I_{ном}$)	Отсутствие срабатывания при КЗ
ТЗНП		
ДЗ	Малые токи симметричных составляющих со стороны ВИЭ	Некорректная работа по причине малых фазных токов подпитки КЗ от ВЭС/СЭС

Литература

1. *Илюшин П. В., Симонов А. В.* О совершенствовании методических подходов к математическому моделированию ветроэнергетических установок в отечественных программных комплексах АРМ СРЗА и RASTRKZ // Релейная защита и автоматизация. 2024 № 01 (54). С. 60–65.

2. *Bogdan Kasztenny.* Distance Elements for Line Protection Applications Near Unconventional Sources. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://prorelay.tamu.edu/> (дата обращения 20.04.2024).

РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ВЕТРЯНЫХ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК ДЛЯ ЦЕЛЕЙ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ ЛИНИЙ

На сегодняшний день в России происходит активная интеграция генерирующих установок на основе возобновляемых источников энергии (ВИЭ). Согласно [1] в период с 2019 по 2022 год в эксплуатацию были введены крупные ветряные электростанции (ВЭС) общей мощностью 2167,69 МВт. При этом важно отметить, что на современных ВЭС чаще всего применяются генераторные ветряные электроустановки (ВЭУ) IV типа [2]. Для подключения ВЭУ IV типа к коллекторной сети ВЭС используется инверторный преобразователь, рассчитанный на выдачу в сеть мощности, равной номинальной мощности генератора (рис. 1).

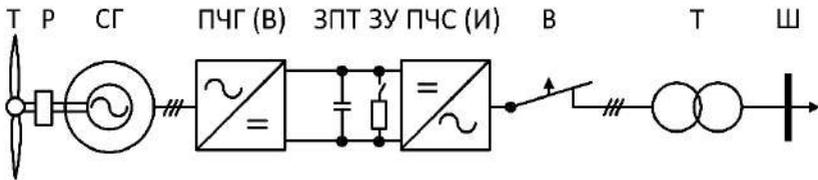


Рис. 1. Структурная схема ВЭУ IV типа:

Т – ветротурбина; Р – редуктор; СГ – синхронный генератор; ПЧГ (В) совместно с ПЧС (И) – преобразователь частоты; ЗУ – защитное устройство; ЗПТ – звено постоянного тока

Одной из возникших проблем при внедрении ВИЭ стал расчет параметров срабатывания релейной защиты и автоматики (РЗА), установленных на линиях, отходящих от ВЭС с ВЭУ IV типа, поскольку значения токов, выдаваемых инвертором в сеть, зависит от параметров настройки системы регулирования инвертора и может варьироваться в зависимости от параметров аварийного режима в диапазоне $(1,1-1,5) I_{ном}$ [2]. Иногда для расчета параметров срабатывания защит используются специализированные программные комплексы расчета электрических

режимов [3], в которых модели ВЭУ IV типа не предусмотрены и представляются упрощенно в виде моделей синхронных генераторов, что приводит к завышению расчетных значений токов подпитки места КЗ. В других случаях проектные организации допускают, что учет токов от ВЭС с ВЭУ IV типа при расчете параметров срабатывания устройств РЗ не требуется по причине малых токов подпитки места КЗ от ВЭС [2]. Такая разработка расчетных моделей сети с ВЭС может привести к серьезным погрешностям при расчете значений токов подпитки места КЗ от ВЭУ, что в результате приводит к некорректному расчету параметров настройки защит, устанавливаемых на линиях, отходящих от ВЭС. Следствием некорректно выбранных параметров настройки РЗА могут стать неселективная работа устройств РЗА, проблемы с обеспечением чувствительности РЗА [3].

Для исследования функционирования РЗ линий, отходящих от ВЭС с ВЭУ IV типа, была разработана модель, которая позволяет учитывать особенности работы силового полупроводникового конвертера (рис. 2).

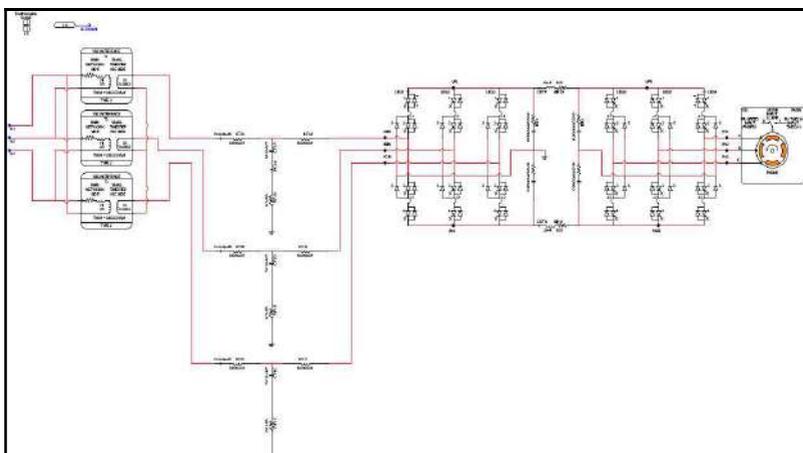


Рис. 2. Фрагмент модели ВЭУ IV типа

Литература

1. Обзор ветроэнергетического рынка России за 2022 год. М.: НО «Ассоциация ветроиндустрии», 2023. 24 с. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://rawi.ru/2023/03/vetroenergeticheskiy-ryinok-rossii-za-2022-god-obzor/> (дата обращения 05.04.2024).

2. Крамской Ю. Г. Применение силовой электроники при строительстве объектов генерации на основе ВИЭ и особенности их интеграции в электрические сети. 27 с. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://sibac.info/archive/nature/6%2888%29.pdf> (дата обращения 05.04.2024).

3. Илюшин П. В., Симонов А. В. О совершенствовании методических подходов к математическому моделированию ветроэнергетических установок в отечественных программных комплексах АРМ СРЗА и RASTRKZ // Релейная защита и автоматизация. 2024 №01 (54). С. 60–65.

Ефремов В.А., Ефремов А.В.
(Чебоксары, ЧГУ, ООО «Релематика»)

УПРОЩЕННЫЙ РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ НУЛЕВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Надежность функционирования релейной защиты энергообъектов в значительной степени определяется правильностью расчета параметров срабатывания защит, которые вычисляются на основе моделирования аварийных ситуаций в энергосистеме. При моделировании энергосистемы наибольшую сложность представляет определение погонных параметров нулевой последовательности, значение которых при наличии в модели параллельных линий или проводящих тросов зависит от места повреждения линии [1].

В докладе рассмотрены методики расчета параметров нулевой последовательности для линий электропередачи. Показаны способы расчета, которые позволяют учесть зависимость изменения погонных параметров нулевой последовательности от ме-

ста повреждения на линии электропередачи. Проблема разделена на две задачи [2], решение первой из которых предполагает точный учет изменения указанных параметров для целей определения места повреждения с использованием итерационных методов расчета, а решение второй задачи направлено на уточнение параметров срабатывания устройств релейной защиты и автоматики линий электропередачи при наличии параллельных линий или проводящих тросов. Решение первой задачи оказывается идеальным для ОМП, рассчитываемого в отложенном масштабе времени, но сложно применим при уточнении зоны повреждения в реальном времени для токовой защиты нулевой последовательности.

Предлагаемая упрощенная методика, как и в [2], позволяет охватить расчетом все линии в определенных коридорах следования, отходящие, например, от подстанции, а также в коридорах примыкания линий по всей длине следования и получить предварительно для расчетной линии зависимости реактивной $X_0^0 = f(x_f) |_{x_f=0+l}$ и активной $R_0^0 = f(x_f) |_{x_f=0+l}$ составляющих погонного сопротивления нулевой последовательности \underline{Z}_0^0 . В отличие от полной версии расчета удельных параметров нулевой последовательности [2] в этой методике не принимаются в расчет составляющие токов нулевой последовательности ненаблюдаемого (приемного) конца из-за незначительной длины их протекания по линии при использовании данной методики для целей РЗА.

Модифицируя расчетные формулы из методики [2] для случая КЗ в конце зоны (линии), например, для расчета коэффициента чувствительности токовой защиты нулевой последовательности в минимальном режиме, удельные параметры нулевой последовательности можно рассчитать по формуле

$$\underline{Z}_0^{0'} = \underline{Z}_0^0 - \sum_{k=1}^m \sum_{i=1}^n \frac{\left(\underline{Z}_{0i,k}^{(M)}\right)^2 l_{i,k}}{\underline{Z}_{0k}^0 l_k + \underline{Z}_{\text{сист}} \Sigma_k},$$

где $\underline{Z}_0^{0'}$ – удельные параметры нулевой последовательности с учетом тросов и параллельных линий, Ом/км; \underline{Z}_0^0 – удельное сопротивление линии нулевой последовательности с внесенными в него стальными тросами, Ом/км; $\underline{Z}_{0i,k}^{(M)}$ – удельное сопротивление взаимоиндукции между основной линией и i -м участком k -й параллельной линии (троса), Ом/км; \underline{Z}_{0k}^0 – удельное сопротивление линии нулевой последовательности с внесенными в него стальными тросами k -й параллельной линии или проводящего троса, Ом/км; $\underline{Z}_{\text{сист}\Sigma k}$ – суммарное сопротивление нулевой последовательности прилегающих систем относительно k -й параллельной линии, Ом; $l_{i,k}$ – участок длины k -й линии, на котором наблюдается магнитная связь между основной и k -й линиями, км; l_k – длина k -ой параллельной линии, км; m – число учитываемых параллельных линий до места расчетного повреждения; n – число участков магнитного взаимодействия между основной и k -й линиями.

Представленная упрощенная методика позволяют охватить расчетом все линии в определенных коридорах следования, отходящих, например, от подстанции, а также в коридорах замыкания линий по всей длине следования и учитывает изменение погонных параметров нулевой последовательности в зависимости от места повреждения.

Для целей РЗА параметры нулевой последовательности, зависящие от места повреждения, могут быть подготовлены заранее на стадии разработки проектного решения с учетом расчетных условий. Их применение не требует использования итерационных методов расчета зависимостей $X_0^0 = f(x_f)$, $R_0^0 = f(x_f)$.

Литература

1. СТО 56947007-29.120.70.241-2017. Технические требования к микропроцессорным устройствам РЗА. Стандарт организации. Дата введения: 28.02.2017. Дата введения изменений: 11.12.2019.

2. Ефремов В. А., Ефремов А. В., Подшивалин Н. В. Определение параметров нулевой последовательности линии электропередачи с параллельными линиями и проводящими тросами // Релейная защита и автоматика энергосистем–2023: сб. докладов Междунар. науч.-техн. конф. Сочи. 2023.

Степанова Д.А.^{1,2}, Антонов В.И.^{1,2}, Иванов Н.Г.^{1,3},
Солдатов А.В.^{1,2} (Чебоксары, ¹ЧГУ,
²ООО НПП «ЭКРА», ³ООО «ЭКРА ИТ»)

О ПРЕИМУЩЕСТВАХ СОВМЕСТНОЙ ОБРАБОТКИ СОСТАВЛЯЮЩИХ ТРЕХФАЗНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ВЕЛИЧИНЫ

Устройства релейной защиты и автоматики в большинстве своем реагируют на основную гармонику электрической величины, отдавая предпочтение фильтрам ортогональных составляющих [1, 2]. По принципу действия эти фильтры не предназначены для работы с электрическими величинами переходного режима электрической системы и в этих случаях не обеспечивают необходимой точности оценок комплексной амплитуды основной гармоники. Необходимы другие алгоритмы распознавания сигнала, учитывающие особенности электрических величин переходного режима электрической системы и использующие адаптивные модели сигналов. Одним из таких современных методов является метод адаптивного структурного анализа [1–4], подразумевающий представление сигнала в виде совокупности собственных мод электрической системы.

Целью настоящей работы является повышение разрешающей способности и точности распознавания трехфазной электрической величины методом адаптивного структурного анализа путем совместной обработки.

Основные свойства трехфазной электрической величины

Под трехфазной электрической величиной будем понимать систему однородных электрических величин

$$\mathbf{x}(t) = \{x_A(t), x_B(t), x_C(t)\}, \quad (1)$$

образованную объединением измерений фазных величин (токов или напряжений) в одной и той же точке электрической сети. В переходном режиме электрической сети составляющие трехфазной электрической величины включают в себя слагаемые принужденного $x_{\sigma,s}(t)$ и свободного процесса $x_{\sigma,f}(t)$:

$$x_{\sigma}(t) = x_{\sigma,s}(t) + x_{\sigma,f}(t), \quad (\sigma = A, B, C).$$

Слагаемые принужденного режима $x_{\sigma,s}(t)$ определяются полностью действием источников энергии в электрической системе и не могут характеризовать ее свойства. В то время как слагаемые свободного процесса $x_{\sigma,f}(t)$ электрической системы всецело зависят от характеристик системы и вбирают в себя все ее свойства, следуя корням \underline{p}_m характеристического уравнения системы и формируя базис собственных мод реакции электрической системы

$$\Phi = \{\underline{\phi}_1(t), \dots, \underline{\phi}_{M_C}(t)\}, \quad (2)$$

где M_C – порядок электрической системы [4, 5].

После измерения трехфазная электрическая величина (1) будет представлена в виде цифрового трехфазного сигнала

$$\mathbf{x}(k) = \{x_A(k), x_B(k), x_C(k)\},$$

каждая из составляющих которого будет так же содержать слагаемые принужденного $x_{\sigma,s}(k)$ и свободного $x_{\sigma,f}(t)$ процесса.

Слагаемые

$$x_{\sigma,f}(k) = \underline{B}_{\sigma,1} \underline{\phi}_1(k) + \dots + \underline{B}_{\sigma,M_C} \underline{\phi}_{M_C}(k) = \sum_{m=1}^{M_C} \underline{B}_{\sigma,m} e^{\underline{p}_m k T_s},$$

определяются составляющими базиса (2). Здесь k – дискретное время или номер отсчета, $\underline{B}_{\sigma,m}$ – амплитуда, \underline{p}_m – корни характеристического уравнения электрической системы, T_s – период дискретизации.

Важно, что базис мод (2) один и тот же для сигналов фаз $x_{\sigma}(k)$, т.е. сигналы фаз, следуя базису (2), отличаются друг от друга лишь амплитудами $\underline{B}_{\sigma,m}$. Это означает, что составляющие трехфазной электрической величины (1) имеют единый компонентный состав.

Таким образом, инвариантность компонентного состава фазных величин составляет суть генерального свойства трехфазной электрической величины. Поэтому распознавание трехфазной электрической величины можно рассматривать как задачу совместной обработки всех ее составляющих.

Структурный анализ цифрового трехфазного сигнала

Метод адаптивного структурного анализа сигнала предполагает выполнение нескольких связанных между собой шагов, таких как настройка адаптивного фильтра, определение по корням характеристического уравнения фильтра комплексных амплитуд \hat{p} и формирование компонентных моделей \hat{X} составляющих трехфазной электрической величины. Генеральное свойство трехфазной электрической величины позволяет рассматривать ее составляющие как варианты реализации некоторой совместной электрической величины, компонентный состав которой схож с их компонентным составом. Поэтому для распознавания трехфазной электрической величины можно использовать единую адаптивную структурную модель.

В блок-схеме совместной обработки трехфазной электрической величины (рисунок) показана реализация положений этого постулата в виде общей схемы настройки идентичных адаптивных фильтров. Поэтому для всех составляющих трехфазной электрической величины, в случае применения, например, метода наименьших квадратов для настройки фильтра используются все отсчеты трехфазной электрической величины в переопределенной системе уравнений настройки.

Генеральное свойство трехфазной электрической величины отражает единство компонентного состава всех ее составляющих, создавая основу для совместной обработки ее составляющих. Это расширяет технологическую базу для распознавания трехфазной электрической величины и повышения разрешающей способности структурного анализа благодаря искусственному расширению окна обработки сигналов. Это преимущество совместной обработки трехфазной электрической величины проявляется в особенности на коротком отрезке сигнала.

Литература

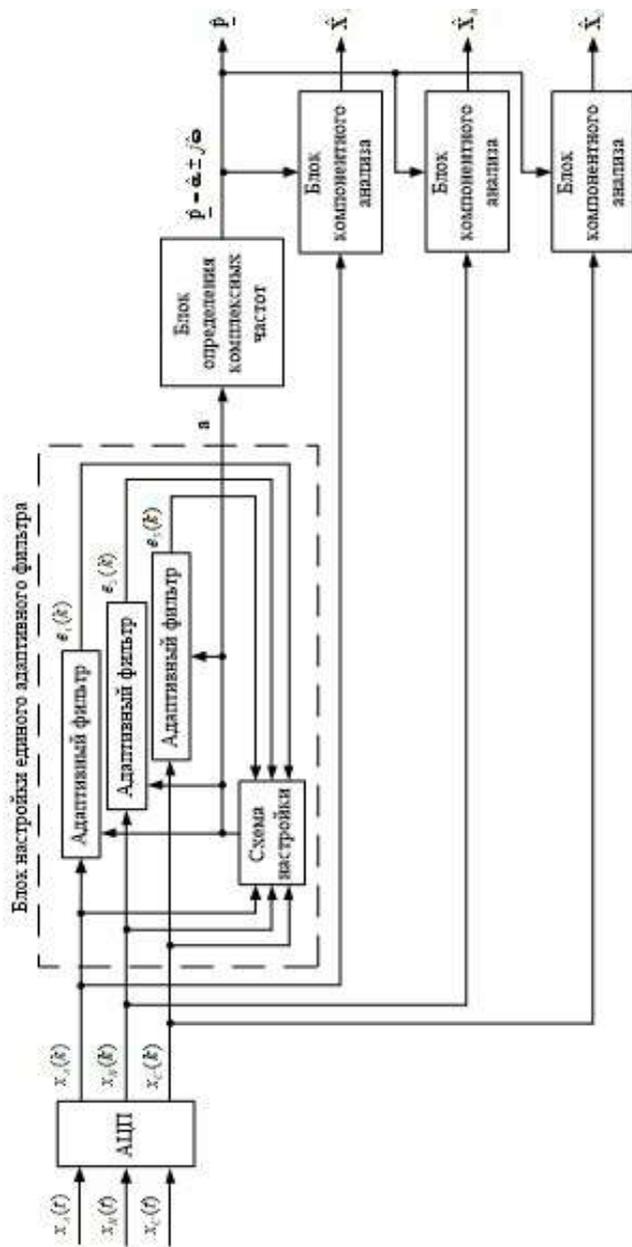
1. Антонов В. И. Адаптивный структурный анализ электрических сигналов: теория и ее приложения в интеллектуальной электроэнергетике // Министерство образования и науки Российской Федерации, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Чувашский государственный университет имени И. Н. Ульянова». Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. 333 с.: ил., табл., цв. ил. ISBN 978-5-7677-2571-7.

2. Общие начала теории фильтров ортогональных составляющих / В. И. Антонов [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2016. № 1. С. 17–26.

3. Основы релейной защиты и автоматики интеллектуальной электрической сети: монография / В. И. Антонов [и др.]. М.; Вологда: Инфра-Инженерия. 2023. 324 с.: ил., табл.

4. Адаптивный структурный анализ электрических сигналов: теория для инженера / В. И. Антонов [и др.] // Релейная защита и автоматизация. 2019. №2. С. 18–27.

5. Фундаментальные свойства эффективных структурных моделей тока короткого замыкания электрической сети. В. И. Антонов [и др.] // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: сборник науч. трудов НПП «ЭКРА». Чебоксары: Рекламно-издательский центр «Содействие развитию релейной защиты, автоматики и управления в электроэнергетике». 2014. С. 18–29.



Блок-схема совместной обработки трехфазной электрической величины

АНАЛИЗ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ ЕМКОСТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ

Выбор параметров срабатывания устройств релейной защиты и автоматики (РЗА), как правило, выполняется для установившихся режимов электрической системы. При этом сигналы тока и напряжения в переходных процессах, возникающие при авариях в энергосистеме в первые 100–200 мс и поступающие на входы измерительных органов (ИО) РЗА, существенно отличаются от стационарных режимов.

Определенные искажения в измерительную систему РЗА вносят первичные преобразователи тока и напряжения [1]. В первую очередь указанные искажения информации об аварийном процессе влияют на функционирование алгоритмов быстродействующих функций релейной защиты присоединений высокого и сверхвысокого напряжения (110–750 кВ). Так, например, в стандарте МЭК 60255-121 [2] для функциональных испытаний дистанционных защит (ДЗ) требуется выполнять оценку устойчивости времени срабатывания и надежности срабатывания/несрабатывания при имитации переходных процессов в емкостном трансформаторе напряжения (рис. 1).

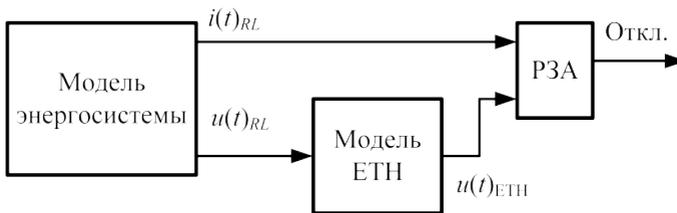


Рис. 1. Обобщенная схема испытаний ДЗ с учетом переходных процессов в ЕТН

Емкостные трансформаторы напряжения (ЕТН) применяются в качестве измерительных преобразователей для устройств релейной защиты, сетевой и противоаварийной автоматики 110–750 кВ.

Аналитическая модель энергосистемы и ЕТН могут быть реализованы в компьютерно-управляемой испытательной системе для РЗА [3, 4]. Примеры реакции измерительного органа с одной подведенной величиной на основе однопериодного преобразования Фурье (например, минимального напряжения) при характерных режимах коротких замыканий (КЗ) в электрической сети на основе соотношения (1) приведены на рис. 2, 3:

$$\underline{U} = \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N U \left(k \frac{2\pi}{N} \right) \sin \left(k \frac{2\pi}{N} \right) + j \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N U \left(k \frac{2\pi}{N} \right) \cos \left(k \frac{2\pi}{N} \right), \quad (1)$$

где N – число отсчетов сигнала напряжения $u(t)$ за период T ; k – порядковый номер цифрового отсчета.

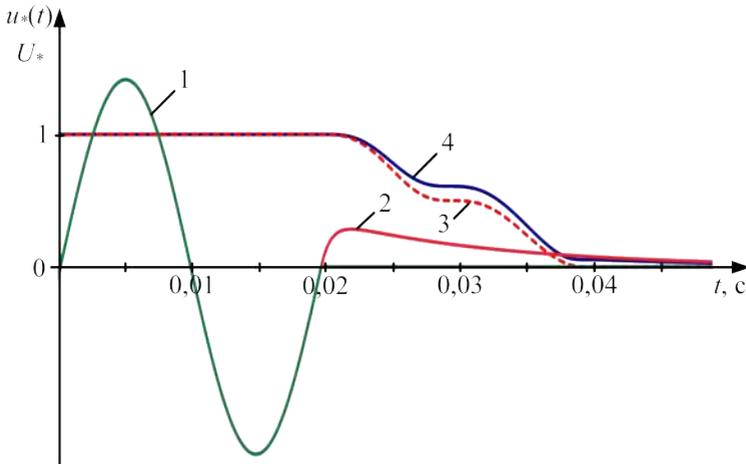


Рис. 2. Переходный процесс в ЕТН при $U_{КЗ} = 0$ кВ, угле возникновения повреждения 0° и реакция алгоритма Фурье:
 1 – напряжение на выходе «идеального» ЕТН;
 2 – напряжение на выходе модели ЕТН; 3 – динамика реакции преобразования Фурье при «идеальном» ЕТН; 4 – динамика реакции преобразования Фурье для сигнала на выходе модели ЕТН

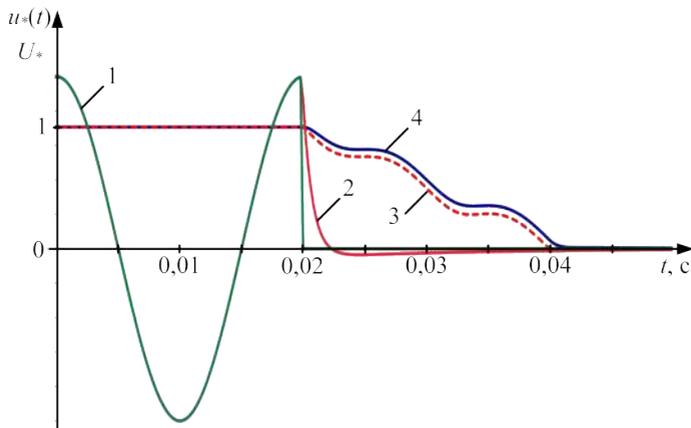


Рис. 3. Переходный процесс в ЕТН при $U_{КЗ} = 0$ кВ, угле возникновения повреждения 90° и реакция алгоритма Фурье:

- 1 – напряжение на выходе «идеального» ЕТН;
- 2 – напряжение на выходе модели ЕТН; 3 – реакция преобразования Фурье при «идеальном» ЕТН; 4 – динамика реакции преобразования Фурье для сигнала на выходе модели ЕТН

Переходный процесс на выходе ЕТН определяется затухающими экспоненциальными функциями и синусоидальным напряжением [3, 4]

$$u_2(t) = \sum_i U_i e^{-\frac{t}{\tau_i}} + U \sin(\omega t + \varphi),$$

где U_i – амплитуды свободных составляющих напряжения вторичной цепи, τ_i – постоянные времени, определяемые корнями характеристического многочлена модели электрической цепи ЕТН; U , ω и φ – соответственно, амплитуда, частота и фаза напряжения в установившемся режиме.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), определенная аналитически по параметрам модели ЕТН в МЭК 60255-121 приведена на рис. 4. Учитывая реакцию алгоритма ИО на основе преобразования Фурье, для РЗА присоединений 110-750 кВ с использованием ЕТН в цепях напряжения необходимо предусматривать алгоритмы фильтрации свободных составляющих и выполнять соответствующие аттестационные и эксплуатационные испытания.

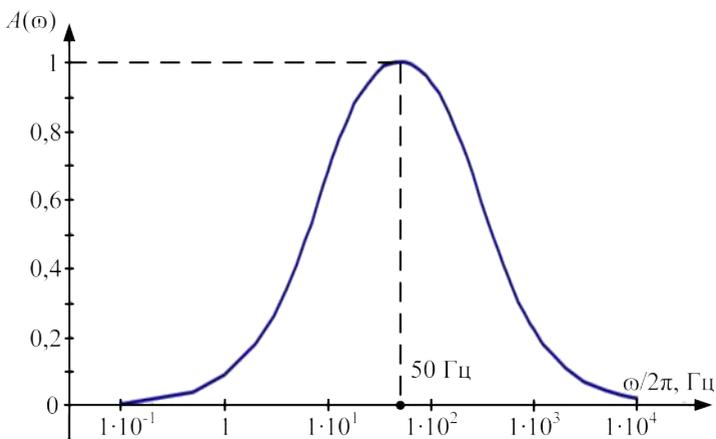


Рис. 4. АЧХ модели ETN МЭК 60255-121

Литература

1. Булычев А. В., Ванин В. К. Частотные характеристики трансформаторов напряжения для защиты генераторов // Известия высших учебных заведений. Энергетика. 1988. № 11. С. 33–39.
2. IEC 60255-121. Measuring relays and protection equipment – Part 121: Functional requirements for distance protection. International standard. Edition 1.0. 2014-03.
3. Маслов А. М., Шалимов А. С. Моделирование переходных процессов емкостного трансформатора напряжения в цепях релейной защиты // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 12-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2017. С. 332–335.
4. Александрова Т. В., Маслов А. М., Шалимов А. С. Аналитическая модель емкостного трансформатора напряжения в компьютерно-управляемой испытательной системе // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 12-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2020. С. 452–456.

Рыжов Э.П., Смирнов Ю.Л., Степанов В.Э., Шалимов А.С.
(Чебоксары, ООО «НПП «Динамика»)

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗАДЕРЖКИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО УСТРОЙСТВА СОПРЯЖЕНИЯ МЭК 61850-9-2

Одним из распространенных интеллектуальных электронных устройств (ИЭУ) высокоавтоматизированных подстанций (ПС) являются устройства сопряжения – преобразователи аналоговых сигналов (ПАС) [1]. Данные ИЭУ выполняют функцию сопряжения устройств релейной защиты, сетевой и противоаварийной автоматики (РЗА и ПА) и др. с электромагнитными измерительными трансформаторами тока/напряжения и являются источниками (издателями) потоков Sampled Values (SV) МЭК 61850-9-2 с цифровыми отсчетами (ЦО) сигналов тока и напряжения для ИЭУ РЗА и ПА. Одновременность фиксации ЦО для подписчиков SV – ИЭУ РЗА в пределах подстанции исключает неопределенные фазовые сдвиги [2], которые могут стать причиной неправильной работы РЗА. Тестирование ПАС имеет определенные особенности и отличия от проверки микропроцессорных устройств РЗА и ПА подстанций без применения МЭК 61850-9-2 [3, 4].

В объем пусконаладочных и периодических проверок ПАС входит проверка их синхронной работы – определение значения фазового сдвига [5]. Требования к фазовой погрешности ПАС предъявляются для тока (в диапазоне от 0,2 до 2 номинальных значений): до $\pm 6'$ и для напряжения (в диапазоне от 0,5 до 2 номинальных значений): до $\pm 3'$ [6].

Инструменты для определения фазового сдвига ПАС, в общем случае (рис. 1), включают [5]:

- генератор синусоидального сигнала;
- источник (сервер) точного времени с выходом 1PPS или протоколом RTRv2 (МЭК 61850-9-3);
- цифровой осциллограф;
- персональный компьютер (ПК), принимающий SV-поток ПАС.

Время задержки (фазовый сдвиг) ПАС в соответствии с [5] определяется по формуле

$$t_{з.п.} = t_{ПАС} - t_{ОСЦ},$$

где $t_{ПАС}$ – время, на выходе ПАС (определяется по значению счетчика ЦО $smrCnt = 0$ сетевого пакета SV); $t_{ОСЦ}$ – время, зафиксированное в осциллографе в момент поступления сигнала (соответствует фронту синхросигнала 1PPS).

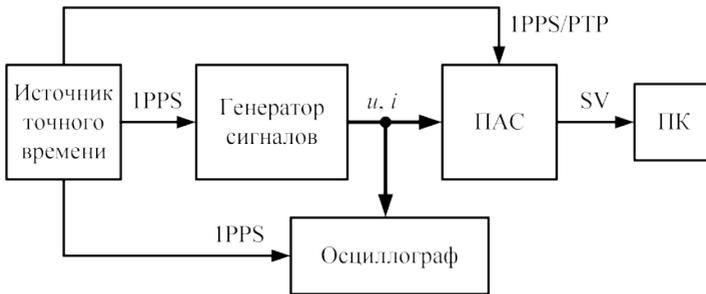


Рис. 1. Схема проверки фазового сдвига ПАС

Определение рассматриваемого параметра ПАС на ПС, при пуско-наладке и периодическом контроле, таким способом достаточно затруднительно, востребован более простой и эффективный способ проверки.

Предлагается выполнять проверку ПАС на соответствие требованиям к значению фазового сдвига, используя возможности компьютерно-управляемой испытательной системы типа РЕТОМ-71 [4] с аналоговыми выходами для проверки микропроцессорных устройств РЗА, обеспечивающей точность синхронизации внутренних часов реального времени не хуже ± 1 мкс. Испытательное устройство синхронизируется от внешнего источника точного времени, например, от сервера единого времени ПС по протоколу RTRv2 и подключается к аналоговым входам ПАС (рис. 2). Персональный компьютер с программным обеспечением для захвата трафика анализирует сетевые пакеты, вычисляет фазные значения в каналах тока и напряжения исходящего SV-потока ПАС, сравнивает с заданным углом в анало-

говых каналах испытательного прибора и вычисляет угловую задержку

$$t_{з.п.} = \frac{\Phi_{ПАС} - \Phi_{Р-71}}{360^\circ \cdot f},$$

где $\Phi_{ПАС}$ – измеренное значение фазы в канале тока/напряжения исходящего SV-потока ПАС; $\Phi_{Р-71}$ – значение фазы аналогового сигнала тока/напряжения, генерируемого испытательным прибором; f – частота синусоидального сигнала РЕТОМ-71.

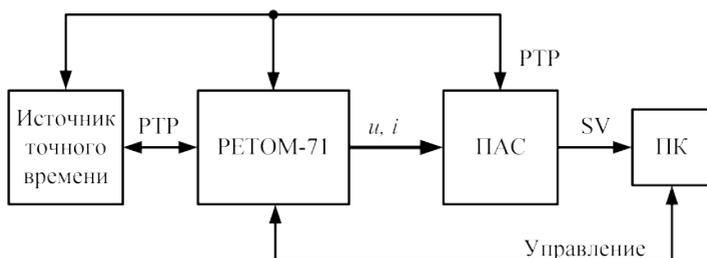


Рис. 2. Схема испытаний ПАС

Эксперименты с использованием специализированного поверочного оборудования показали, что применение данного метода обеспечивает определение задержки преобразования ПАС с точностью не хуже $\pm 1'$.

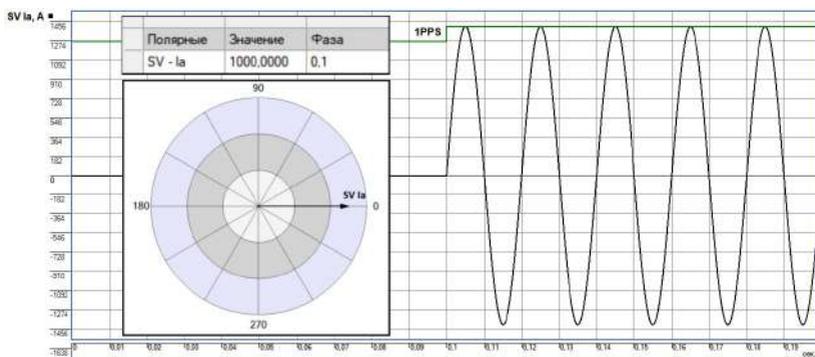


Рис. 3. Осциллограмма SV на выходе ПАС

На рис. 3 приведены экспериментальные осциллограмма и векторная диаграмма, построенные по ЦО из захваченного программным обеспечением «Сетевой анализатор» [3] трафика с SV-потокотом от проверяемого ПАС. Измеренная задержка преобразования ПАС составляет $6'$ (или 5,55 мкс).

Рассмотренный алгоритм определения временной задержки аналого-цифрового тракта повышает эффективность проведения проверки ПАС в эксплуатации, обеспечивает необходимую точность измерения фазовой погрешности и может использоваться при аттестационных испытаниях.

Литература

1. IEC 61869-13-2021 Instrument transformers - Part 13: Stand-alone merging unit (SAMU), 2021.

2. *Дони Н. А.* Особенности совместного использования устройств релейной защиты на основе стандарта IEC 61850-9-2LE и защит с традиционными входными аналоговыми цепями // Релейщик. 2015. № 1. С. 40–43.

3. *Дони Н. А., Кошельков И. А., Шалимов А. С.* Особенности испытаний встроенной блокировки при неисправностях в цепях напряжения преобразователя аналоговых сигналов IEC 61850-9-2LE // Релейная защита и автоматизация. 2020. № 2(39). С. 26–29.

4. *Ильина Д. А., Шалимов А. С.* Тестирование автономного преобразователя аналоговых сигналов с помощью испытательного комплекса РЕТОМ-71 // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. С. 327–328.

5. СТО 56947007-29.240.10.272-2019. Стандарт организации ПАО «ФСК ЕЭС». Аналого-цифровые устройства сопряжения. Методы испытаний. Стандарт организации. Дата введения: 11.12.2019.

6. СТО 56947007-29.240.10.256-2018 Стандарт организации ПАО «ФСК ЕЭС». Технические требования к аппаратно-программным средствам и электротехническому оборудованию ЦПС. Стандарт организации. Дата введения: 21.09.2018.

АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ

Современные алгоритмы релейной защиты и автоматики, в том числе алгоритмы ОМП, преимущественно основаны на применении алгоритмических моделей контролируемой ЛЭП [1–3]. Основным достоинством алгоритмических моделей является их способность оценивать электрические величины в предполагаемом месте повреждения.

Предлагаемый в настоящей работе метод, заключается в самонастройке алгоритмических моделей ЛЭП и основан на применении двунаправленных моделей однородных участков.

Идея метода заключается в следующем.

Алгоритмическая модель с распределенной структурой для контролируемой ЛЭП, создаваемая или для каждой последовательности симметричных составляющих $\chi = \sigma = \overline{1, 2, 0}$, или для фазных величин $\chi = v = \overline{A, B, C}$, включает в себя каскад двунаправленных моделей однородных участков (рис. 1, модели 1–3).

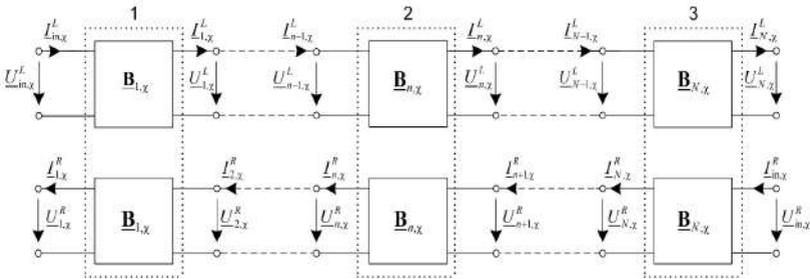


Рис. 1. Алгоритмическая модель с распределенной структурой для контролируемой ЛЭП

Двунаправленные модели однородных участков, в свою очередь, состоят из двух одинаковых внутренних моделей. Пер-

вая (верхняя) из них преобразует входные напряжение и ток слева направо

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{n,\chi}^L \\ \underline{I}_{n,\chi}^L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{U}_{in,\chi}^L \\ \underline{I}_{in,\chi}^L \end{bmatrix} \prod_{m=1}^n \underline{\mathbf{B}}_{m,\chi},$$

а вторая (нижняя) – справа налево

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{n,\chi}^R \\ \underline{I}_{n,\chi}^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{U}_{in,\chi}^R \\ \underline{I}_{in,\chi}^R \end{bmatrix} \prod_{m=n}^N \underline{\mathbf{B}}_{m,\chi}.$$

Причем матрица преобразования $\underline{\mathbf{B}}_{n,\chi}$ для обеих внутренних моделей n -го участка идентична; здесь $n = \overline{1, N}$ – номер однородного участка, N – число участков.

Такой метод обеспечивает формирование электрических величин в предполагаемом месте повреждения, заменяя модель однородного участка на модель поврежденного участка и подводя к ее входам уже известные электрические величины с выходов моделей соседних однородных участков. При этом расчет электрических величин в предполагаемом месте повреждения потребует определения электрических величин на выходах первой и второй внутренних моделей каждого однородного участка только один раз.

Предположим, что повреждение произошло на n -м участке. В этом случае модель n -го участка для каждой последовательности σ (рис. 1, модель 2) заменяется на соответствующую модель поврежденного участка (рис. 2), которая включает в себя также две внутренние модели, присущие месту повреждения. Одна из них определяет электрические величины слева от предполагаемого места повреждения

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{\chi}(x-) \\ \underline{I}_{\chi}(x-) \end{bmatrix} = \underline{\mathbf{B}}_{n,\chi}^L(x) \begin{bmatrix} \underline{U}_{n-1,\chi}^L \\ \underline{I}_{n-1,\chi}^L \end{bmatrix},$$

а другая – справа

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{\chi}(x+) \\ \underline{I}_{\chi}(x+) \end{bmatrix} = \underline{\mathbf{B}}_{n,\chi}^R(x) \begin{bmatrix} \underline{U}_{n+1,\chi}^R \\ \underline{I}_{n+1,\chi}^R \end{bmatrix}.$$

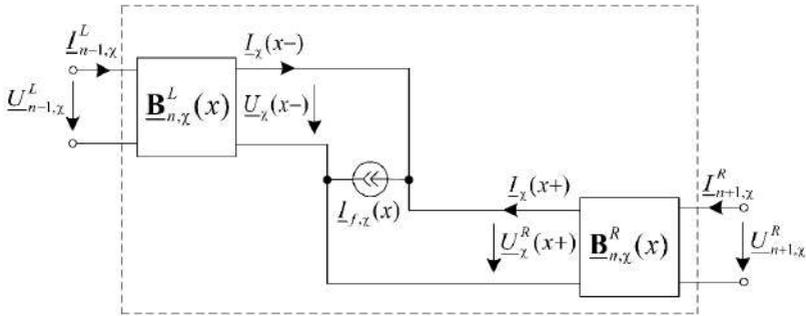


Рис. 2. Алгоритмическая модель с распределенной структурой для контролируемой ЛЭП

Таким образом, принятый метод к построению моделей подразумевает расчет электрических величин только в модели поврежденного участка, что не требует эквивалентирования всей электрической сети относительно места повреждения.

Литература

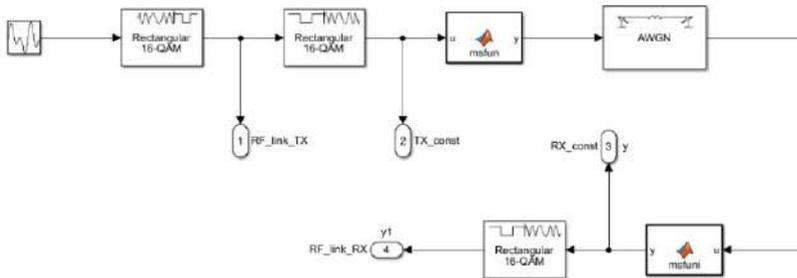
1. Модель неповрежденного энергообъекта как индикатор повреждения / Ю. Я. Лямец [и др.] // Электротехника. 2017. № 7. С. 60–65.
2. Убасева М. В. Алгоритмическое моделирование поврежденной линии с магнитной связью // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 13-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2022. С. 392–395.
3. Убасева М. В. Унификация алгоритмических моделей ЛЭП при одно- и двустороннем наблюдении // Энергия Арктики - 2022: материалы Всерос. науч.-техн. конф. Архангельск: Общество с ограниченной ответственностью «Консультационное информационно-рекламное агентство», 2023. С. 40–52.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ, ОСНОВАННЫХ НА АЛГОРИТМЕ ДВУХ ВЫБОРОК, ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ ФУРЬЕ И ХАРТЛИ, ДЛЯ АНАЛИЗА ЦИФРОВЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ РЗА

Развитие технологий цифровых устройств релейной защиты и автоматики непрерывно связано с необходимостью совершенствования алгоритмов цифровой обработки сигналов входных величин, подверженных различным искажениям.

В ходе работы проведен практический обзор цифровых фильтров (ЦФ), которые используются в измерительных приборах тока в микропроцессорных устройствах релейной защиты. Так же представлены математические описания этих фильтров и программы, которые рассчитывают их коэффициенты.

Для оценки функционирования ЦФ была использована среда моделирования Simulink в Matlab. Необходимо учитывать, что трансформатор тока (при наличии в первичном сигнале тока экспоненциально затухающей аperiodической составляющей) насыщается, поэтому в качестве вторичного тока трансформатора тока, к которому подключается релейная защита, был использован блок, позволяющий промоделировать сигнал, приближенный по виду и форме к реальному. Модель канала связи изображена на рисунке.



Универсальная модель канала связи

Тогда в соответствии с результатами моделирования и расчетами, реакция фильтров на различные искажения позволила определить амплитуду входного сигнала со следующими значениями коэффициента ошибочных битов для цифровых фильтров на основе дискретных преобразований Фурье, Хартли и цифрового фильтра, основанного на алгоритме двух выборок, значения занесены в таблицу.

Для рассмотренных гармоник ЦФ на основе дискретного преобразования Хартли, превосходит по точности и скорости обработки другие на 35%.

Средние значения коэффициента ошибочных битов при различных отношениях сигнал/шум

SNR, дБ	80	70	60	50	40	30	20	10
BER, Фурье	0,0199	0,52	0,797	0,906	0,925	0,931	0,94	0,957
BER, Хартли	0	0,0001	0,0047	0,132	0,4	0,829	0,873	0,917
BER, Алгоритм двух выборок	0,019	0,54	0,813	0,91	0,92	0,934	0,939	0,966

Литература

1. Кочетов И. Д., Лямец Ю. Я., Макашкин Ф. А. Цифровая обработка тока электромагнитного переходного процесса в электрической машине // Электрические станции. 2022. № 8. С. 56–62.

2. Кочетов А. Д., Кочетов И. Д., Лямец Ю. Я. Итерационная обработка входных величин релейной защиты // Электрические станции. 2023. № 4. С. 40–47.

3. Кочетов А. Д., Кочетов И. Д., Лямец Ю. Я. Идентификация повреждений электрической сети посредством спектрального анализа переходных процессов // Электрические станции. 2024. № 1. С. 30–39.

4. Онышко Д. А., Фугаров Д. Д. Цифровые устройства обработки сигналов: учеб. пособие. Новочеркасск: ЮРГПУ, 2020. 88 с. ISBN 978-5-9997-0709-3. Текст: электронный // Лань: электронно-библиотечная система.

РАЗРАБОТКА ГРУППОВОГО АЛГОРИТМА ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ МЕСТ ПОВРЕЖДЕНИЙ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Одним из ресурсов повышения точности определения места повреждения воздушных линий электропередачи по параметрам аварийного режима (ОМП ВЛЭП по ПАР) является одновременное совместное использование нескольких алгоритмов расчета расстояния до места повреждения – групповые алгоритмы ОМП, сочетающие достоинства и недостатки каждого из входящих в группу алгоритмов. В [1, 2] разработан групповой алгоритм с использованием имитационного моделирования. Очевидно, что методы ОМП по ПАР, не предполагающие проведения имитационного моделирования, но обладающие высокой точностью, включают меньшее число вычислительных операций и проще с точки зрения технической реализации.

Цель исследования состоит в разработке группового алгоритма ОМП ВЛЭП, не предполагающего проведение имитационного моделирования и использующего возможности повышения точности расчета расстояния до места повреждения с учетом множественной регистрации осциллограмм аварийных событий.

Большинство алгоритмов ОМП по ПАР имеют вид

$$l = x_1/x_2 \text{ или } x_2 \cdot l = x_1, \quad (1)$$

где x_1 и x_2 – соответственно числитель и знаменатель расчетного соотношения.

Используя выражение (1), для N различных методов ОМП ЛЭП ($i = 1, \dots, N$) можно записать следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} x_{2_1} \cdot l = x_{1_1} \\ \dots \\ x_{2_i} \cdot l = x_{1_i} \\ \dots \\ x_{2_N} \cdot l = x_{1_N} \end{cases} \quad \text{или} \quad \begin{cases} x_{2_1} \\ \dots \\ x_{2_i} \\ \dots \\ x_{2_N} \end{cases} \cdot l = \begin{cases} x_{1_1} \\ \dots \\ x_{1_i} \\ \dots \\ x_{1_N} \end{cases},$$

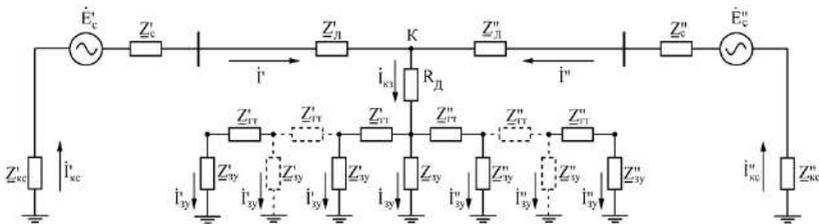
где l – расстояние до места повреждения ВЛЭП.

Групповой алгоритм обеспечивает расчет расстояния до места повреждения l с использованием метода наименьших квадратов и результатов промежуточных вычислений устройств, регистрирующих аварийные события, по выражению

$$l = (\mathbf{X2}^T \cdot \mathbf{X2})^{-1} \cdot \mathbf{X2} \cdot \mathbf{X1},$$

где $\mathbf{X2} = \|x_{21}, \dots, x_{2i}, \dots, x_{2N}\|^T$; $\mathbf{X1} = \|x_{11}, \dots, x_{1i}, \dots, x_{1N}\|^T$; $l_i = x_{1i} / x_{2i}$; x_{1i} и x_{2i} – соответственно числитель и знаменатель выражения для расчета расстояния l_i до места повреждения для i -го способа определения места повреждения ($i = 1, \dots, N$), выбранного для реализации способа определения места повреждения линии электропередачи и используемого в одном из устройств, регистрирующих аварийные события и установленных по меньшей мере на одной подстанции.

Реализацию группового алгоритма ОМП ВЛЭП рассмотрим на примере и с использованием эквивалентной схемы замещения ВЛЭП 110 кВ с грозозащитным тросом (ГТ), показанной на рисунке [3]. ВЛЭП 110 кВ (рисунок) была разделена на 10 равных участков, соответствующих анкерным пролетам и имеет следующие данные: протяженность 100 км, марка провода АС 150/24, тип промежуточных опор П110-3, грозотрос марки С-70, который по всей длине на опорах заземлен через ИП, а на концевых опорах заземлен наглухо.



Эквивалентная схема замещения ВЛЭП с заземленным наглухо ГТ на концевых и анкерных опорах и с пробитым (ИП) в месте КЗ

На рисунке введены следующие обозначения: $\dot{I}'_{кз}$, $\dot{I}''_{кз}$ и $\underline{Z}'_{кз}$, $\underline{Z}''_{кз}$ – токи и сопротивления заземляющих устройств систем слева и справа соответственно; $\dot{I}'_{гт}$, $\dot{I}''_{гт}$ и $\underline{Z}'_{гт}$, $\underline{Z}''_{гт}$ – соответственно токи и сопротивления ГТ; $\dot{I}'_{зв}$, $\dot{I}''_{зв}$ и $\underline{Z}'_{зв}$, $\underline{Z}''_{зв}$ –

соответственно токи и сопротивления заземляющих устройств опор; Z_{3y} – сопротивление заземляющего устройства опоры в месте КЗ.

Была проведена серия экспериментов, соответствующих однофазным КЗ на расстоянии 20 км, 50 км, 80 км от начала (система слева, см. рисунок) ВЛЭП для различных вариантов заземления ГТ.

Для имитации неоднородностей удельных параметров ВЛЭП вводились их изменения. Например, считалось, что первые 40 км ВЛЭП со стороны системы С1 (см. рисунок) имеют завышенные параметры на 10% по сравнению с паспортными данными параметры, а параметры ВЛЭП на следующих 30 км – заниженные на 10%, на оставшихся 30 км параметры изменяются в пределах $\pm 2\%$.

В качестве расчетных алгоритмов одностороннего ОМП были взяты Takagi [4], Wiszniewski [4] и метод Аржанникова [5].

В таблице представлены результаты расчетов переходного сопротивления в трех точках КЗ на ВЛЭП при различных вариантах заземления ГТ, а также представлены результаты расчетов расстояния до точки КЗ по различным алгоритмами ОМП.

Таблица

Расчетные расстояния до точки КЗ, полученные односторонними методами ОМП, а также с использованием группового алгоритма

Фактическое расстояние до точки КЗ, км	Значение переходного сопротивления, Ом	Расчетное расстояние до точки КЗ, км			
		Takagi	Wiszniewski	Аржанников	Групповой алгоритм
Вариант 1. ГТ на концевых опорах заземлен наглухо, на остальных опорах заземлен через ИП, при этом в месте КЗ не пробит ИП					
20	15+j0	22,658	18,896	22,523	20,967
50	15+j0	51,899	49,296	52,957	50,745
80	15+j0	80,321	76,230	82,514	79,339

Окончание таблицы

Фактическое расстояние до точки КЗ, км	Значение переходного сопротивления, Ом	Расчетное расстояние до точки КЗ, км			
		Takagi	Wiszniewski	Аржанников	Групповой алгоритм
Вариант 2. ГТ на концевых опорах заземлен наглухо, на остальных опорах заземлен через ИП, при этом в месте КЗ пробит ИП					
20	13,59+j0,52	21,412	17,885	22,612	20,905
50	14,01+j0,41	51,152	47,872	51,412	50,997
80	13,59+j0,52	78,894	74,843	79,669	79,238
Вариант 3. ГТ на концевых и анкерных опорах заземлен наглухо, при этом в месте КЗ пробит ИП					
20	9,17+j1,6	22,078	19,489	21,801	20,759
50	11,70+j0,88	52,685	48,832	52,689	50,935
80	9,17+j1,62	80,369	77,479	81,352	79,452

Результаты имитационного моделирования (таблица) показали, что групповой алгоритм ОМП обладает наименьшими ошибками расчета расстояния до места повреждения ВЛЭП по сравнению с отдельными алгоритмами, входящими в группу.

Разработанный групповой алгоритм ОМП целесообразен к применению как на диспетчерских центрах предприятий электрических сетей и АО «СО ЕЭС», так и в отдельных устройствах регистраторов аварийных событий (релейной защиты и автоматики, ОМП), где реализуется сбор осциллограмм аварийных событий. Алгоритм достаточно прост в реализации и не требует проведения имитационного моделирования.

Литература

- Куликов А. Л., Обалин М. Д., Колобанов П. А. Комплексные алгоритмы определения места повреждения линии электропередачи на базе статистических методов // Энергетик. 2012. № 1. С. 7–9.
- Куликов А. Л., Обалин М. Д. Адаптивное определение места повреждения линии электропередачи по параметрам аварийного режима. Ч. 1. М.: НТФ «Энергопрогресс», 2019. 74 с.

3. *Висящев А. Н., Пленков Э. Р., Федосов Д. С.* Оценка величины и характера переходного сопротивления в месте короткого замыкания на воздушных линиях электропередачи высокого напряжения // Интеллектуальная Электротехника. 2023. № 2. С. 78-89. DOI: 10.46960/2658-6754_2023_2_78.

4. *Saha M. M., Izykowski J., Rosolowski E.* Fault Location on Power Networks. London: Springer, 2010. 437 p.

5. *Аржанников Е. А., Лукоянов В. Ю., Мисриханов М. Ш.* Определение места короткого замыкания на высоковольтных линиях электропередачи; под ред. В. А. Шуина. М.: Энергоатомиздат, 2003. 272 с.

Григорьев В.Г.¹, Борисов Л.Ф.²
(Чебоксары, ЧГУ¹, АО «ВНИИР-Прогресс»²)

ИССЛЕДОВАНИЕ ФЛУКТУАЦИИ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ НИЗКОВОЛЬТНОЙ СЕТИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В современных устройствах защиты от дуговых коротких замыканий в секциях комплектных распределительных устройств высоковольтных электрических сетей переменного тока для обеспечения надежности функционирования устройств защиты применяется способ фиксации световой вспышки дуги и контроля уровня тока защищаемого участка сети.

В низковольтных электрических сетях постоянного тока токоограничивающий эффект электрической дуги может привести к тому, что не происходит срабатывание токовой защиты участка электрической сети [1]. В связи с этим целью проводимых работ является экспериментальное исследование параметров флуктуации тока и напряжения для оценки возможности их использования для создания чувствительного и селективного устройства защиты от дуговых коротких замыканий. Данная работа направлена на уточнение результатов, приведенных в [2].

Осциллографирование тока и напряжения на дуге проводилось в соответствии со схемой испытаний, приведенной в программе и методике исследований дуговых коротких замыканий в низковольтных сетях постоянного тока ВУ-ЦА.434418.001ПМ2. Осциллографирование проводилось с использованием многоканального регистратора процессов коммутации (МРПК). МРПК представляет собой комплекс приборов, устройств и управляющих программ. Он предназначен для работы совместно со стендом коммутационных испытаний, сбора сведений о коммутационных процессах в низковольтных электрических аппаратах при их испытаниях, предварительной обработки полученных данных. Регистратор позволяет одновременно регистрировать мгновенные значения токов и напряжений, представления их на ПЭВМ в графическом и табличном виде. Структурная схема регистратора приведена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема регистратора

Все функции по регистрации данных, оперативному контролю и управлению, накоплению данных и передаче их на ПЭВМ выполняет блок БКР. Он имеет 4 входа дискретных сигналов (IND1-IND4) и 8 входов аналоговых сигналов (AN1-AN8). Блоки БГР предназначены для масштабирования входных сигналов в необходимые для блока БКР уровни, а также для галь-

ванической развязки входных измерительных цепей между собой и выходной цепью. АЧХ блока имеет неравномерность не превышающую 1 дБ в полосе частот от 0 до 10000 Гц. Начиная с частоты 10000 Гц., АЧХ имеет затухание с уровнем 6 дБ/октаву.

Блок преобразователя интерфейса (БПИИ) предназначен для преобразования канальных сигналов в уровни напряжений последовательного порта (СОМ) и гальванической развязки между ПЭВМ и кассетой. ПЭВМ предназначена для задания режима работы кассеты регистратора, изменению параметров регистрации, получения, обработки и долговременного хранения данных регистраций, распечатке их на принтере. Одним из основных параметров регистратора при осциллографировании является «период дискретизации», который может принимать значение равное 0, либо больше 0, например, 0,2; 3,5 и от 25 до 50 мс. При установке этого параметра равным нулю – устанавливается минимальный период дискретизации (~5 мкс на канал). Если параметр задан больше 0, то выбирается ближайшее к заданному значению периода из определенного ряда возможных значений и отображается в окне «Параметры регистрации».

Горение электрической дуги сопровождается взаимосвязанными термическими, газодинамическими и электродинамическими процессами. Поэтому дуговой процесс сопровождается флуктуацией тока, напряжения и электромагнитного излучения.

Исследования проводились при различных значениях расстояния между электродами и параметров электрической цепи протекания тока дуги. На рис. 2 приведены осциллограммы тока и напряжения дуги при расстоянии между электродами 17 мм и номинальном напряжении сети 320 В. Сопротивление цепи протекания тока дуги составляло 0,6 Ом. Зажигание дуги происходило в результате перегорания соединяющей электроды провололочной перемычки.

Из полученных результатов следует, что в качестве одного из признаков возникновения дугового короткого замыкания в распределительном устройстве низковольтной электрической сети целесообразно выбрать параметр флуктуации напряжения дуги.

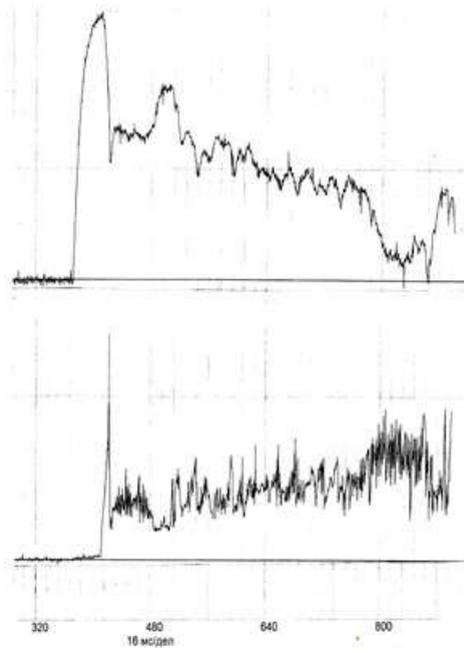


Рис. 2. Осциллограммы тока (верхняя) и напряжения (нижняя) на дуге: наибольшие мгновенные значения тока и напряжения соответственно равны 5900 А и 420 В

Литература

1. Гольцман Э. Р. Токоограничение при дуговых коротких замыканиях: в сб. «ЭП, Аппараты низкого напряжения». М. Вып. 7. 1971.

2. Григорьев В. Г., Борисов Л. Ф., Храмов Л. Д. Исследование параметров электрической дуги в низковольтной цепи постоянного тока // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 7-й Междунар. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2023. 334–340 с.

3. Нагай В. И., Сарры С. В. Определение чувствительности оптико-электрических защит от дуговых коротких замыканий в комплектных распределительных устройствах напряжением 6–10 кВ // Изв. вузов. Электромеханика. 1999. № 1, 48–51 с.

4. *Азовцев А. А., Рокотян Ю. В.* Короткие замыкания в мощных электроустановках постоянного тока: в сборнике «Судовая электротехника и связь». 1968. Вып. 40.

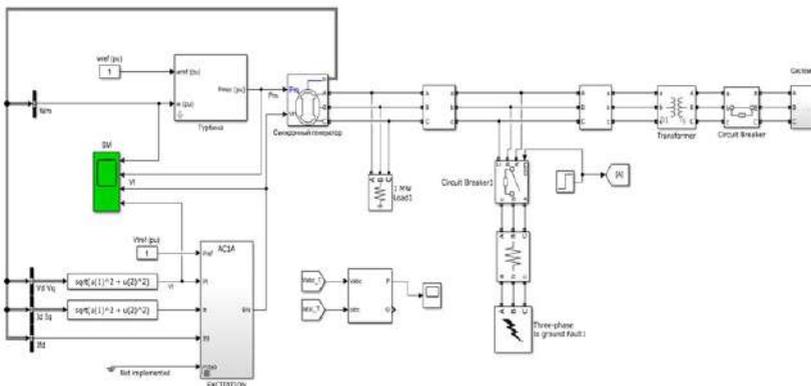
Егоров Г.В., Никонов И.Ю.
(Чебоксары, ЧГУ)

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ БЛОКА ГЕНЕРАТОР-ТРАНСФОРМАТОР В ПРОГРАММНОМ КОМПЛЕКСЕ MATLAB SIMULINK

Целью данного исследования является разработка моделей синхронного генератора и релейной защиты в среде MATLAB и Simulink и их интеграция в энергосистему.

В данной работе разработана комплексная модель для исследования цифровой защиты синхронных генераторов от короткого замыкания (рисунок), представляющая собой интегрированный метод анализа и оптимизации защитных механизмов. Модель создана с использованием языка программирования Matlab и включает в себя компоненты пакета SimPowerSystems, а также использует среду Simulink для визуализации и анализа результатов. Разработанная модель предоставляет возможность проводить исследования максимальной токовой защиты синхронных генераторов и дистанционной защиты блочных трансформаторов.

Основные особенности модели включают в себя возможность применения временно-импульсного принципа блокировки защиты при отстройке от намагничивания и токов небаланса, что позволяет адаптировать защитные механизмы к различным условиям эксплуатации. Кроме того, модель способна визуализировать динамику срабатывания защиты как в рабочей зоне, так и за ее пределами, обеспечивая полный обзор эффективности защитных мероприятий в различных сценариях возникновения короткого замыкания.



Имитационная модель синхронного генератора и блочного трансформатора в Matlab Simulink

Для обеспечения надежности и точности алгоритмов защиты, а также правильности расчетов уставок, модель предусматривает возможность многократного тестирования функций защиты. Это позволяет подвергнуть защитные механизмы различным условиям и сценариям работы, выявляя потенциальные проблемы и обеспечивая оптимальную настройку параметров защиты перед их внедрением на практике.

Литература

1. Ершов Ю. А., Баранов Д. А. Визуальное объектно-ориентированное программирование систем релейной защиты: материалы НТК молодых ученых. Новосибирск, 2006. С. 93–95.
2. Грунин В. К., Рысев П. В., Планков А. А. Силовое электрооборудование городских распределительных сетей: учеб. пособие. Омск: Изд-во ОмГТУ, 2014. 154 с.
3. Киреева Э. А., Цырук С. А. Релейная защита и автоматика электроэнергетических систем: учебник для студ. учреждений средн. проф. образования. М.: Академия, 2016. 287 с.
4. МЭК-61850. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://cons-systems.ru/m-k-61850> (дата обращения: 20.03.2024).

НОВЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ВЫСШЕЕ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЕ И ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ОБРАЗОВАНИЕ

Ксенафонтова Т.А.
(Самара, СамГТУ)

ВОЗМОЖНОСТИ ПРОГРАММЫ ELCUT В ОБУЧЕНИИ СТУДЕНТОВ НАПРАВЛЕНИЯ ПОДГОТОВКИ «ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНИКА»

Направление подготовки бакалавра 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника» предполагает освоение студентом таких общепрофессиональных компетенций, как ОПК-1 – способность понимать принципы работы современных информационных технологий и использовать их для решения задач профессиональной деятельности; и ОПК-3 – способность применять соответствующий физико-математический аппарат, методы анализа и моделирования, теоретического и экспериментального исследования при решении профессиональных задач.

В качестве эффективного ресурса для достижения данных образовательных результатов может быть использование программного комплекса ELCUT. Интегрированная диалоговая система программ ELCUT предназначена для инженерного моделирования электромагнитных, тепловых и механических задач [3]. ELCUT позволяет графически смоделировать различные виды полей с визуализацией значений как скалярных, так и векторных характеристик. Изучая возможности программы, студенты проявляют интерес к научным понятиям той сферы знаний, в рамках которой решается задача. Такие понятия как градиент температуры, температурное поле в теории термодинамики, изотермические и эквипотенциальные поверхности, силовые линии полей различной природы с помощью яркой графики программы понимается намного глубже.

На базе данной программы кроме практических занятий [1] можно создавать учебные кейсы для студентов и развивающие

кейсы для интеллектуальных профориентационных мероприятий школьников. Прикладной характер такой работы формирует профессиональный интерес.

В данном докладе приводится описание одного из способов использования программы ELCUT – кейс для студентов электроэнергетического профиля «Цифровые модели электрообогревательного оборудования». Выполняя задания кейса, студент охватывает знания широкого круга изучаемых дисциплин: электротехника, термодинамика и теплотехника, математика и математическое моделирование.

Задание кейса заключается в создании компьютерной модели теплоэнергетического устройства, использующего один способов электрического нагрева, оптимальном подборе и обосновании его геометрических и физических параметров, получении графического изображения как самой модели, так и распределения температурного поля на всех элементах устройства и в окружающей среде. Содержание кейса представляет собой последовательность выполнения ряда технических задач:

1. Студент самостоятельно выбирает вид теплоэнергетического устройства (камин электрический, электроплита, водонагреватель и т.д.).

2. Определяет, какие элементы содержит конструкция выбранного нагревательного устройства.

3. Создает геометрическую модель нагревательного устройства, задавая геометрические параметры всех элементов модели.

4. Используя справочную информацию, определяет материал корпуса, стенок, нагревательного элемента, защитных и других элементов конструкции.

5. Выбирает способ электрического нагрева для своей модели:

- косвенный нагрев твердыми сопротивлениями;
- электродный нагрев электролитов;
- нагрев вольтовой дугой;
- индукционный нагрев.

6. Используя справочную информацию, в соответствии с выбранным способом нагрева определяет мощность тепловыделения.

7. Для каждого элемента конструкции определяет типы теплопередачи и задает оптимальные значения температур и коэффициентов теплопроводности.

8. Для конвекционных потоков в однородных средах, содержащихся в конструкции, и теплообмена между элементами конструкции задает величину теплового потока.

9. Получает решение задачи стационарной теплопередачи с постоянным температурным полем в программе ELCUT для выбранного нагревательного устройства, то есть получает графическое представление

- конструкции выбранного нагревательного устройства;
- картины распределения температурного поля во всех элементах конструкции и в окружающей среде (рис. 1);
- векторов $\mathbf{grad} T$ в каждой точке температурного поля (рис. 2);
- векторов тепловых потоков во всех средах устройства и в окружающей среде;
- изотермических поверхностей температурного поля.

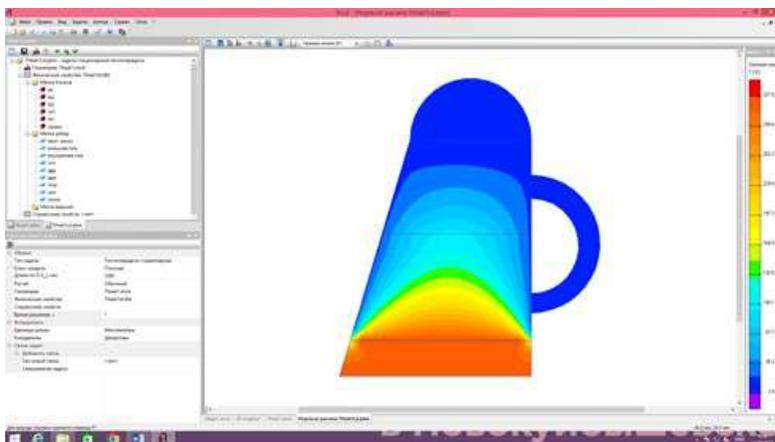


Рис. 1. Картина распределения температурного поля

По окончании выполнения заданий студент представляет и обосновывает решение кейса. Графический вид решения задачи в данной программе дает возможность для более широкого ана-

лиза оптимальности заданных физических и геометрических параметров системы и оценки эффективности и экономичности модели. Цветная картина поля показывает распределение выбранной физической величины. Цветная карта сопровождается цветовой шкалой, показывающей соответствие между цветом и значением физической величины (рис. 1).

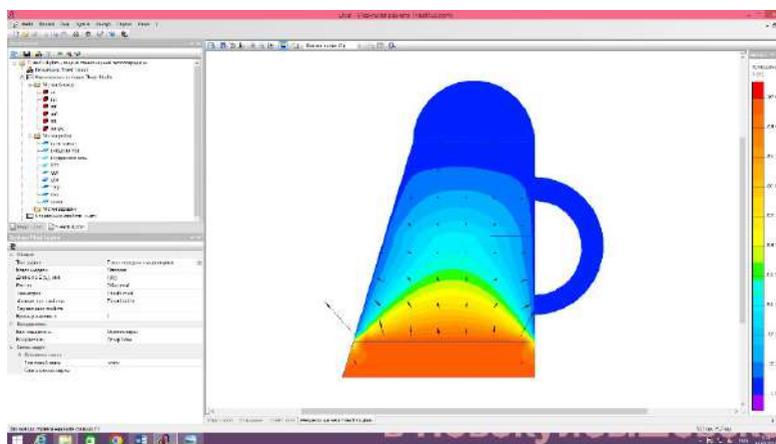


Рис. 2. Картина распределения векторов $\text{grad } T$

При оценке выполнения задания учитываются:

- соответствие заданных технических характеристик всех элементов модели справочным значениям;
- энергетическая эффективность модели [2];
- рациональное распределение тепловых потоков в соответствии с техническим предназначением нагревательного устройства.

Таким образом, при использовании программы ELCUT формирование у студентов научных понятий происходит более эффективно, что является хорошей базой для развития компетенций применять эти знания для решения профессиональных задач. Интерес индуцирует познавательную деятельность, и наоборот, на основе базовых знаний формируются познавательные и профессиональные интересы. Процесс познания стимулируется амбициями студента – самостоятельно создать модель,

совершенствовать ее, улучшая и обосновывая изменения параметров модели, добиваться все более высокого результата.

Литература

1. *Ксенафонтова Т. А.* Моделирование температурного поля в программном комплексе ELCUT: метод. указания к практическому занятию. Самара: Самар. гос. техн. ун-т, 2022. 10 с.

2. *Кудинов И. В., Стефанюк Е. В.* Теоретические основы теплотехники. Ч. II. Математическое моделирование процессов теплопроводности в многослойных ограждающих конструкциях: учеб. пособие. Самарский государственный технический университет, Самарский государственный архитектурно-строительный университет. Самара, 2013. 422 с. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://elib.samgtu.ru/getinfo?uid=els_samgtu||elib||4678 (дата обращения 05.04.2024).

3. ООО «Тор» ELCUT: Моделирование электромагнитных, тепловых и упругих полей методом конечных элементов. Версия 6.6. Руководство пользователя / ООО «Тор». [б. м.]: Издательские решения, 2023. 290 с.

Воронов П.Л., Афанасьева О.В.
(Чебоксары, ЧГУ)

ПРИМЕНЕНИЕ СРЕДСТВ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ПРОЦЕССЕ ПОДГОТОВКИ КАДРОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

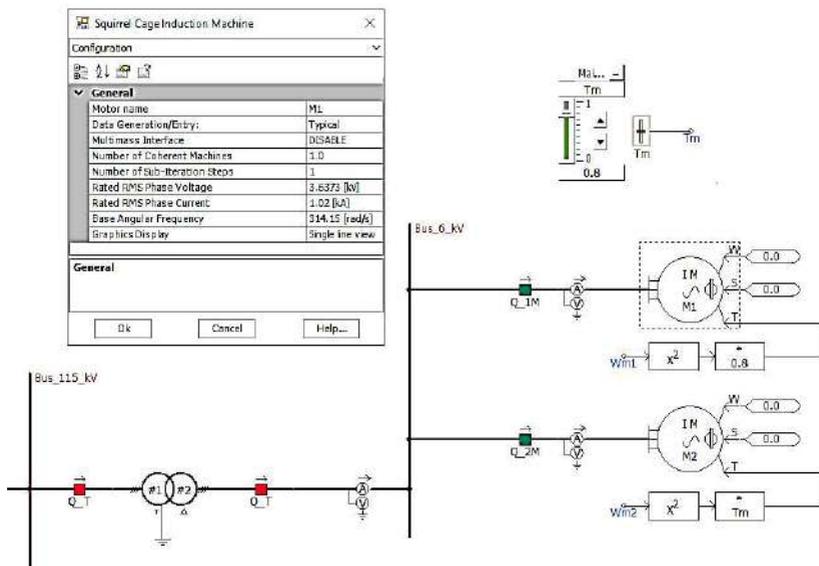
Современные системы электроснабжения, объединяющие в единый комплекс принципиально новые компоненты генерации, преобразования, распределения и потребления электроэнергии, становятся все более технологически сложными и крупномасштабными инфраструктурами. Внедрение распределенной генерации, преобразователей напряжения, компенсаторов реактивной мощности и других регулирующих и управляющих устройств на базе современной силовой электроники, приводит к изменению традиционной иерархической (преимущественно

радиальной) структуры сетей. Они превращаются в сложно-разветвленные и неструктурированные комплексы, нуждающиеся в интеллектуальных системах релейной защиты и управления, для обеспечения согласованной и функционально надежной работы всех элементов энергосистем. Переход к современным интеллектуальным системам управления и защиты предъявляет особые требования к квалификации персонала, занятого в процессе производства, наладки и обслуживания данных систем.

Получить наглядное представление о физических процессах протекающих в энергосистемах, а также смоделировать системы управления ими возможно благодаря применению современных средств имитационного моделирования. Одним из таких средств является программно-вычислительный комплекс PSCAD, предлагаемый на отечественном рынке компанией ЗАО «Энлаб» [1, 2].

Применение PSCAD в учебном процессе может рассматриваться с двух точек зрения. Во-первых, освоение образовательной программы подразумевает проведение лекционных, практических и лабораторных работ. Существующие лабораторные стенды не всегда в полной мере позволяют наглядно изучить те или иные процессы в энергосистемах. Применение же средств компьютерного моделирования [3] напротив дает возможность подробно изучить физическую суть явлений ввиду максимальной наглядности и практически отсутствия ограничений на объем исследуемой схемы. На рисунке приведен фрагмент схемы с двумя асинхронными двигателями, моделируемой в лабораторной работе по дисциплине электромеханические переходные процессы в электроэнергетических системах.

Другим направлением применения программно-вычислительных средств в образовательном процессе является проведение исследований при подготовке выпускных квалификационных работ бакалавров и магистров [4]. Программный комплекс PSCAD позволяет формировать осциллограммы в формате COMTRADE, которые возможно воспроизвести при помощи испытательной установки типа PETOM для проверки правильности работы устройств защиты и автоматики, что позволяет выполнять выпускные работы, связанные с разработкой новых алгоритмов.



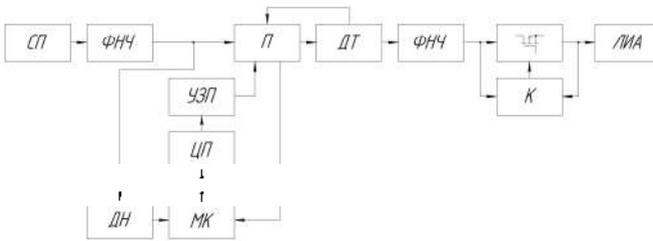
Фрагмент схемы в лабораторной работе

Литература

1. Шамис М. А. Подготовка кадров для направления релейная защита // Релейщик. № 2. 2016. С. 36–41.
2. Воронов П. Л. Применение программно-вычислительного комплекса PSCAD в процессе подготовки кадров для электроэнергетической отрасли // Научный Лидер. 2024. № 6(156). С. 7–8.
3. Интеллектуальная релейная защита и автоматика: практикум / О. В. Афанасьева [и др.]. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2022. 108 с.
4. Воронов П. Л., Мясников Е. Ю., Сандрейкин Ю. В. Применение программного комплекса PSCAD для исследования процесса самосинхронизации // Проблемы и перспективы развития энергетики, электротехники и энергоэффективности: материалы 2-й Междунар. науч.-техн. конф., Чебоксары, 18–19 октября 2018 года. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. С. 109–114.

АППАРАТНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МРРТ-КОНТРОЛЛЕРА СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ

Для повышения эффективности работы солнечных батарей и других источников электрической энергии используются модули отслеживания точки максимальной мощности (Maximum Power Point Tracking, МРРТ) [1]. Доклад посвящен разработке программно-аппаратного комплекса для исследования внутренних процессов соответствующих систем. Предложенная структурная схема МРРТ-контроллера представлена на рисунке.



Структурная схема: СП – солнечная панель; ФНЧ – фильтр нижних частот; ДН – делитель напряжения; МК – микроконтроллер; АЦП – цифровой потенциометр; УЗП – узел защиты от перенапряжения; П – преобразователь; ДТ – датчик тока; К – PowerPath-контроллер; ЛИА – литий-ионный аккумулятор

Для подавления пульсаций и помех источников света на выходе солнечной панели установлен ФНЧ. Для определения снимаемой с солнечной панели мощности в память микроконтроллера с помощью первого АЦП заносится значение напряжения солнечной панели, а с помощью второго АЦП – значение тока, протекающего через литий-ионный аккумулятор. В случае если диапазон напряжений солнечной панели превышает динамический диапазон АЦП микроконтроллера, перед первым АЦП предусмотрен делитель напряжения. Контроль тока, протекающего через литий-ионный аккумулятор, производится с помо-

щью датчика тока, установленного на выходе преобразователя. Сигнал с датчика тока поступает на преобразователь для работы функции ограничения тока и обработки для последующей передачи микроконтроллеру. Поскольку функции ЦАП и ШИМ микроконтроллера обычно недоступны в режиме минимального энергопотребления микроконтроллера (около 1 мВт), для управления преобразователем используется цифровой потенциометр. При этом для защиты входа преобразователя от перенапряжения применен специальный узел защиты. Второй ФНЧ необходим для сглаживания пульсаций выходного напряжения преобразователя. Чтобы свести к минимуму разряд литий-ионной батареи через выходные цепи при отсутствии солнечной энергии используется MOSFET-транзистор управляемый PowerPath-контроллером.

Одним из направлений развития предложенной лабораторной установки является добавление функций контроля и диагностики солнечных панелей и литиевых источников тока на основе релаксационных методов контроля [2]. Эта доработка потребует в основном изменения программного обеспечения почти без изменения аппаратных средств.

Предложенная лабораторная установка предназначена для изучения принципов работы модулей отслеживания точки максимальной мощности и исследования процессов в них для решения задач оптимизации, повышения эффективности и контроля технического состояния.

Литература

1. *Bendib B., Belmili H., Krim F.* A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems // *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2015. V. 45. P. 637–648.

2. Особенности реализации метода контроля технического состояния литиевых источников тока на основе анализа релаксационных процессов, вызванных изменением нагрузки / Е. С. Денисов [и др.] // *Контроль. Диагностика*. 2023. Т. 26, № 7(301). С. 36–43.

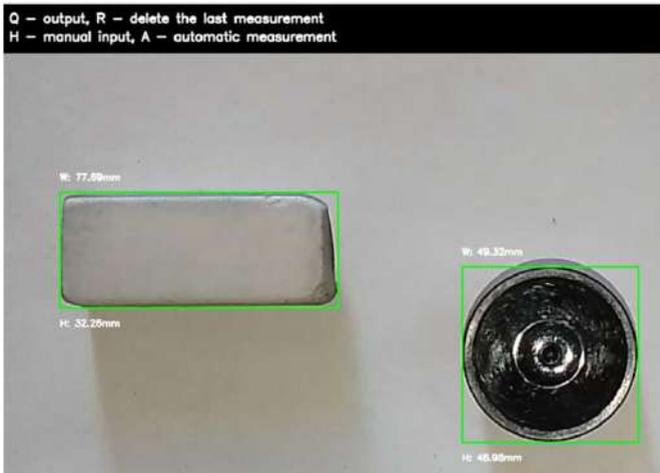
3. Идентификация параметров электрической модели электрохимических источников тока на основе анализа переходных процессов, вызванных изменениями нагрузки / Г. В. Никишина [и др.] // *Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева*. 2022. Т. 78, № 3. С. 121–128.

Гайфуллин Н.М.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

СИСТЕМА НА ОСНОВЕ БИБЛИОТЕКИ OPENCV ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРЕНИЯ РАЗМЕРА ОБЪЕКТОВ

В рамках данной работы была разработана и реализована система автоматических измерений, предназначенная для определения размеров объектов на изображениях, получаемых с фотовидеокамеры [1]. Программное обеспечение, созданное на основе библиотеки OpenCV, использует данные с IP-камеры и позволяет проводить измерения в двух режимах: автоматическом и ручном. Эта гибкость обеспечивает удобство использования системы в разнообразных условиях и ситуациях.

Для демонстрации работы системы было проведено тестирование, результаты которого представлены на рисунке.



Интерфейс программы для автоматического измерения
размера объектов

Изображение показывает объекты различной геометрии с четко обозначенными размерами, что демонстрирует универсальность и точность системы.

Алгоритм системы инициируется пользователем через интерфейс программы, который позволяет выбирать на изображении характерные точки и вводить известные размеры для калибровки. В результате калибровки система вычисляет коэффициент, необходимый для перевода измерений из пикселей в миллиметры, что важно для точности последующих автоматических измерений.

После установления калибровочного коэффициента программа переходит в автоматический режим, в котором с помощью алгоритмов компьютерного зрения определяются контуры объектов на изображении, и измеряются их размеры. Система способна детектировать и анализировать объекты, размеры которых превышают установленное пользователем пороговое значение, обеспечивая тем самым измерение только значимых объектов.

Результаты исследований подтвердили высокую точность измерений. Показано, что погрешность определения размеров объекта в различных условиях освещения, дальности камеры, положения объекта, а также в присутствии других предметов, не превышает 1 мм. Эта наибольшая погрешность наблюдалась при плохом освещении и слишком близком расположении изучаемого объекта рядом с другими.

Проведенные результаты позволяют представить использование разработанной системы в различных областях, например, в промышленном производстве, разработке роботов и сенсорных систем [2], а также в системах автоматического контроля и управления. Развитие системы планируется продолжить с целью дальнейшего повышения точности и скорости измерений, а также адаптации к специфическим условиям использования в различных отраслях.

Литература

1. *Шapiro Л., Стокман Дж.* Компьютерное зрение. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2013. 752 с.

2. Three-Beam Triangulating Sensor / E. S. Denisov [et al.] // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Kazan, 03–05 декабря 2014 г. Kazan, 2015. P. 012007. DOI 10.1088/1757-899X/86/1/012007. EDN UFCZIT.

SIMULINK-ИНСТРУМЕНТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Классический метод снятия частотной характеристики устройства заключается в проведении серии экспериментов, в каждом из которых на вход исследуемого объекта подается тестовое гармоническое колебание заданной частоты и фиксируется отклик – гармоническое колебание такой же частоты с возможно измененными амплитудой и начальной фазой [1, 2]. Далее по полученным точкам строятся АЧХ, ФЧХ, ЛАЧХ и ЛФЧХ.

Если известна передаточная функция $W(p)$ объекта исследования, то построение частотных характеристик значительно облегчается. Но, в свою очередь, получение аналитического выражения для передаточной функции – достаточно трудоемкая задача, требующая кропотливой работы по выводу формул. Современные системы компьютерного моделирования позволяют автоматизировать процесс и быстро определить параметры передаточной функции [3]. Конечно, имитационное моделирование дает частное решение для конкретных параметров элементов устройства, и изменение значений компонентов схемы потребует проведения повторного численного эксперимента.

Приложение Simulink системы Matlab предоставляет пользователю ряд инструментов, позволяющих по имитационной модели получить передаточную функцию устройства, заданного принципиальной электрической схемой. В частности графический интерфейс пользователя `powergui` в перечне Tools содержит инструмент анализа линейных систем `Linear System Analyzer`, который дает хороший результат для устройств, которые не содержат большого числа нелинейных элементов. Для устройств промышленной электроники получить модель в виде передаточной функции можно по кривой

разгона – нормированному переходному процессу при скачке, возмущающем установившийся режим работы [4, 5].

По кривой разгона можно построить и частотные характеристики устройства, минуя этап получения передаточной функции [6]. Используя инструментарий Simulink, также можно непосредственно по имитационной модели получить частотные характеристики устройства. В качестве примера рассмотрим RLC-цепь, схема которой приведена на рис. 1 [3].

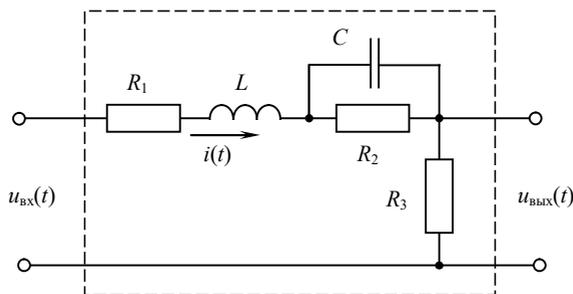


Рис. 1. Звено второго порядка

Зададим параметры элементов цепи: $R_1 = 2$ Ом, $L = 10$ мГн, $R_2 = 300$ Ом, $C = 10$ мкФ, $R_3 = 10$ Ом. На рис. 2 представлена имитационная Simulink-модель эксперимента по снятию частотной характеристики звена (рис. 1).

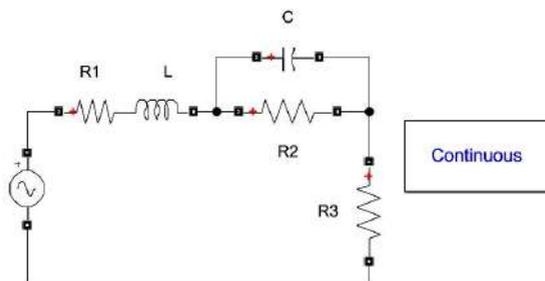


Рис. 2. Simulink-модель эксперимента по снятию частотной характеристики звена (рис. 1)

Блок графического интерфейса пользователя именован как Continuous, что характеризует моделирование устройства непрерывного времени. В настройках анализатора необходимо указать, какой элемент модели является входом, а какой – выходом (рис. 3) и нажать кнопку Open Linear System Analyzer.

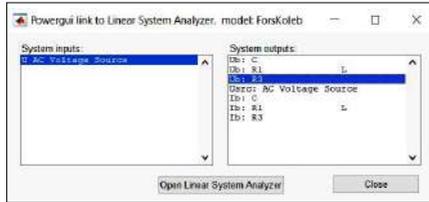


Рис. 3. Настройка инструмента Linear System Analyzer

В диалоговом окне анализатора (рис. 4) для построения частотных характеристик из предлагаемого перечня следует выбрать необходимое наименование, например, Nyquist для отображения АФЧХ.

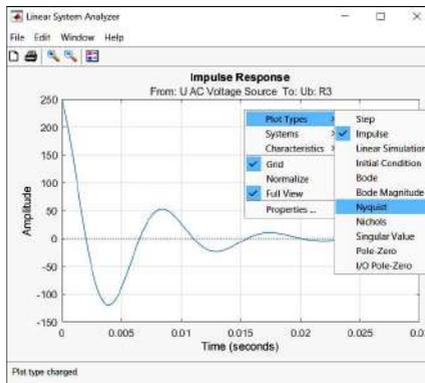
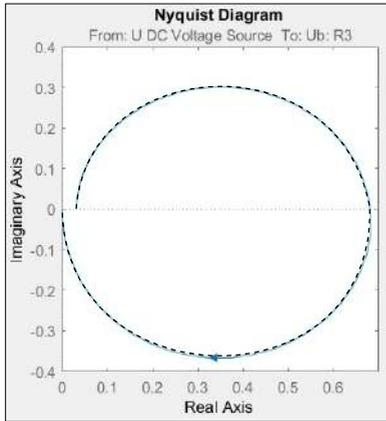
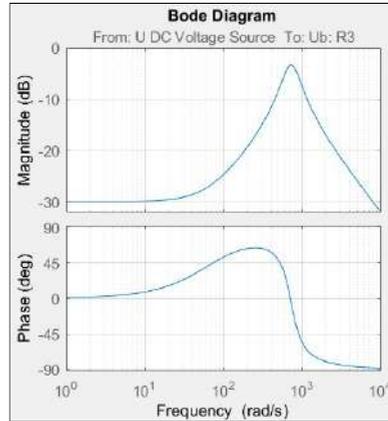


Рис. 4. Диалоговое окно Linear System Analyzer

Частотные характеристики звена, приведенного на рис. 1, полученные с помощью Linear System Analyzer показаны на рис. 5 сплошными линиями.



a



б

Рис. 5. Частотные характеристики: *a* – диаграмма Найквиста (АФЧХ); *б* – ЛАЧХ и ЛФЧХ

Для проверки достоверности результата запишем аналитическое выражение передаточной функции звена (см. рис. 1), применив операторный метод,

$$W(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K(\tau p + 1)}{a_0 p^2 + a_1 p + 1},$$

где $K = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$; $\tau = R_2 C$; $a_0 = \frac{R_2 LC}{R_1 + R_2 + R_3}$; $a_1 = \frac{(R_1 + R_3)R_2 C + L}{R_1 + R_2 + R_3}$.

При принятых значениях компонентов схемы получим

$$K = \frac{10}{2 + 300 + 10} = 3,2051 \cdot 10^{-2}; \quad \tau = 300 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 3 \cdot 10^{-3};$$

$$a_0 = \frac{300 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{2 + 300 + 10} = 9,6154 \cdot 10^{-8} \quad \text{и}$$

$$a_1 = \frac{(2 + 10)300 \cdot 10 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-3}}{2 + 300 + 10} = 1,474 \cdot 10^{-4}, \text{ следовательно}$$

$$W(p) = \frac{\frac{K}{a_0}(\tau p + 1)}{p^2 + \frac{a_1}{a_0} p + \frac{1}{a_0}} = \frac{1000p + 3,333 \cdot 10^5}{p^2 + 1533p + 10,4 \cdot 10^6}. \quad (1)$$

Подставив в выражение (1) $p = j\omega$, получим аналитическое выражение для комплексной частотной характеристики.

Из вида передаточной функции (1) следует, что схема представляет собой последовательное соединение идеального форсирующего и колебательного звеньев. На рис. 4 пунктиром показана АФЧХ звена (1). Хорошо видно, что экспериментальная и аналитическая характеристики совпадают.

Модель, рассмотренная выше, очень простая, пример приведен лишь для демонстрации возможностей инструментария Matlab. Анализ линейных схем с построением их характеристик как во временной, так и в частотной областях реализуется в Simulink быстро и качественно. Для моделей нелинейных устройств Linear System Analyzer автоматически выполняет линеаризацию, в результате которой может быть выдан неадекватный результат.

Литература

1. Антонов В. И., Лазарева Н. М. Математические методы теории электрических систем. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. 148 с.

2. Математические методы теории интеллектуальных электрических систем / В. И. Антонов [и др.]. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2021. 172 с.

3. Лазарева Н. М. Экспериментальное определение передаточных функций объектов управления // Вестник Чувашского университета. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2022. С. 73–87.

4. Bykov K. V., Lazareva N. M., Yarov V. M. Dynamic conditions for a three-level LLC converter with a phase-pulse control // E3S Web of Conferences. 2019 International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems, SES 2019. 2019. С. 01013.

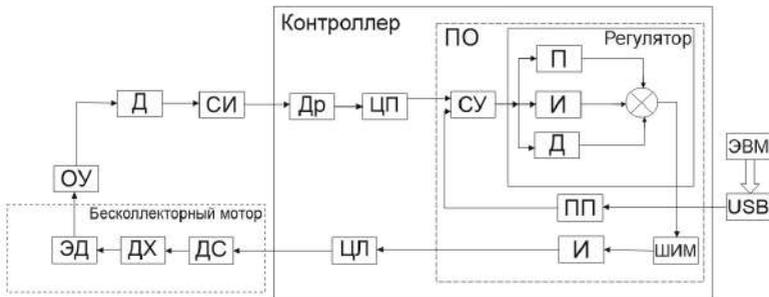
5. Трехфазные преобразователи напряжения с коррекцией коэффициента мощности / К. В. Быков [и др.] // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: сб. науч. тр. НПП «ЭКРА». Вып. VI. Чебоксары, РИЦ «СРЗАУ», 2018. С. 5–20.

6. Лазарева Н. М. Построение частотных характеристик устройства промышленной электроники по его разгонной переходной характеристике. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022614335. Дата регистрации 18.03.2022.

ЛАБОРАТОРНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ РОБОТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

В работе поставлена задача создания автоматизированного лабораторного стенда для изучения принципов работы систем регулирования. Объектом регулирования является горизонтально расположенное плечо, зафиксированное на поворачивающемся шарнире, а регулируемым параметром – угол поворота плеча. В качестве исполнительного механизма, приводящего плечо в движение, используется электродвигатель с вентилятором. Подобные механизмы входят в состав различных робототехнических систем, что определяет актуальность поставленной задачи [1, 2].

На рисунке показана структурная схема стенда.



Структурная схема автоматизированного стенда

Автоматизированный стенд представляет собой комплексную систему, которая использует обратную связь от датчиков для непрерывного мониторинга и коррекции работы мотора. Применяя алгоритмы управления, такие как пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор, она генерирует необходимый управляющий сигнал, который посредством ШИМ-генератора преобразуется в импульсы переменной длительности для точного регулирования мощности или скорости мотора.

Драйвер контроля скорости управляет током и напряжением, обеспечивая эффективную работу электродвигателя.

Основные достоинства стенда заключаются в высокой точности регулирования, эффективном управлении током и напряжением для обеспечения заданного режима работы мотора, а также плавном и динамичном управлении движением. Благодаря использованию современного оборудования и элементной базы, такого как, например, оптические энкодеры и датчики Холла, система обеспечивает достаточно высокую надежность работы. Так как на выходе инкрементального энкодера формируется импульсный сигнал, информационным параметром которого является период следования импульсов, то для измерения и сбора данных достаточно использовать цифровую линию контроллера. Еще одна цифровая линия необходима для генерации ШИМ-сигнала.

Для автоматизации измерения и сбора данных, а также формирования управляющего воздействия был выбран контроллер Arduino. Для обеспечения удобства работы и создания гибкого интерфейса пользователя предусмотрено сопряжение стенда с персональным компьютером (ПК). Сопряжение с ПК позволит также реализовать программное управление работой стенда, например, изменение настроек регулятора, задание характера изменения уставки и др.

Разрабатываемый стенд на наглядном и понятном примере позволит изучить особенности систем регулирования и робототехнических систем, а также приобрести практический опыт выбора и настройки регулятора.

Литература

1. Разработка алгоритмического и программного обеспечения для системы управления магнитным подвесом стенда газодинамических испытаний / А. В. Андрианов [и др.] // Вестник Казанского технологического университета. 2011. № 16. С. 240–244.

2. Изосимова Т. А., Евдокимов Ю. К., Кирсанов А. Ю. Устройство и алгоритм адаптивного управления для активного магнитного подвеса на основе программируемых логических интегральных схем // Вестник Каз. гос. техн. ун-та им. А.Н. Туполева. 2017. Т. 73. № 1. С. 152–157.

РАЗРАБОТКА ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ
ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА «ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМА
ПСЕВДОНЕПРЕРЫВНЫХ ТОКОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-
ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ»

Импульсные DC-DC преобразователи вошли в нашу жизнь и используются во всех сферах электроники. Современный уровень производства интегральных схем позволяет создавать преобразователи в широком диапазоне характеристик. Импульсные преобразователи имеют больший КПД, чем линейные. Существуют разные схемы преобразователей, среди них: понижающая (рис. 1, а), повышающая (рис. 1, б) и последовательно-параллельная (рис. 1, в) схемы преобразователей [2].

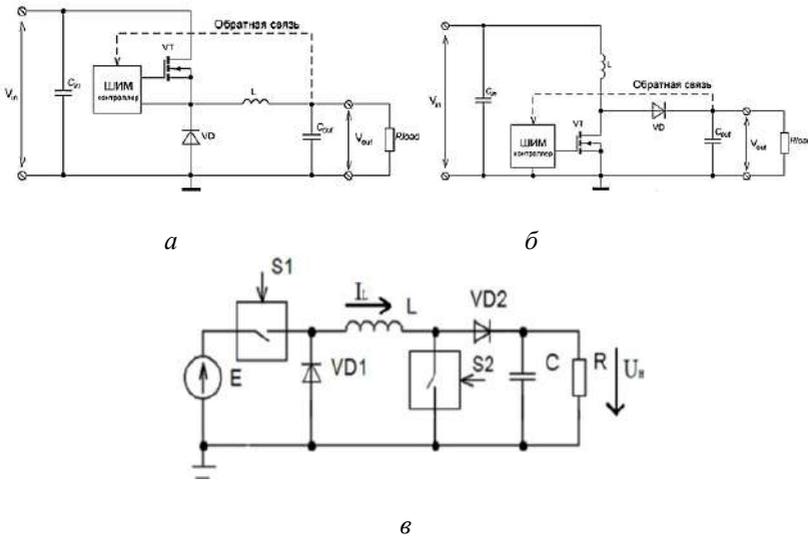


Рис. 1. Топологии преобразователей: а – повышающий; б – понижающий; в – последовательно-параллельный

Схема на рис. 1, *в* позволяет получать выходное напряжение как ниже, так и выше входного. Такая схема еще называется повышающе-понижающей.

Для любых импульсных преобразователей важен режим токов дросселя. Обычно рассматривается режим прерывистых токов (РПТ) дросселя (рис. 2, *а*) и режим непрерывных токов дросселя (РНТ). Для РПТ (рис. 2, *б*) характерна хорошая работа на большом сопротивлении нагрузки, но режим имеет недостаток – высокие пиковые токи. РНТ наблюдается при больших токах, недостатками являются более сложная система управления, более высокие динамические потери [2].

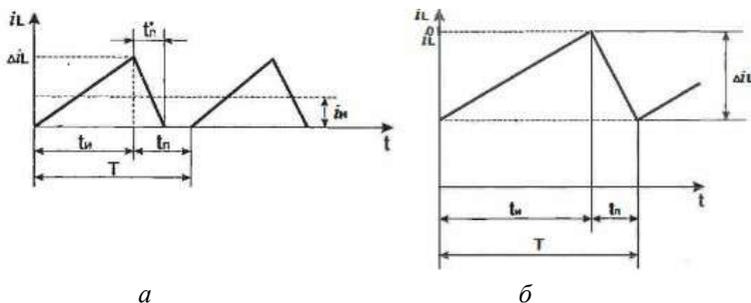


Рис. 2. Режимы: *а* – прерывистого тока дросселя; *б* – непрерывного тока

Разрабатывается стенд с релейным регулированием тока дросселя с гистерезисным релейным элементом (рис. 3)

Датчик тока отслеживает ток дросселя. Сигнал датчика поступает на компаратор с гистерезисом. Логический сигнал с компаратора попадает на элемент «ИЛИ». Если в некоторый момент ток уменьшился до определенного значения, то на элемент «ИЛИ» поступает логическая единица, с которого через усилитель, открывается ключ. Если ток возрастает до значения, выше максимально необходимого, то компаратор выдает 0, что вызывает запираение транзистора. Также на «ИЛИ» заведен сигнал системы управления, тем самым ключи управляются ШИМ-контроллером или датчиком тока. Для питания системы управления предусмотрен отдельный преобразователь напряжения.

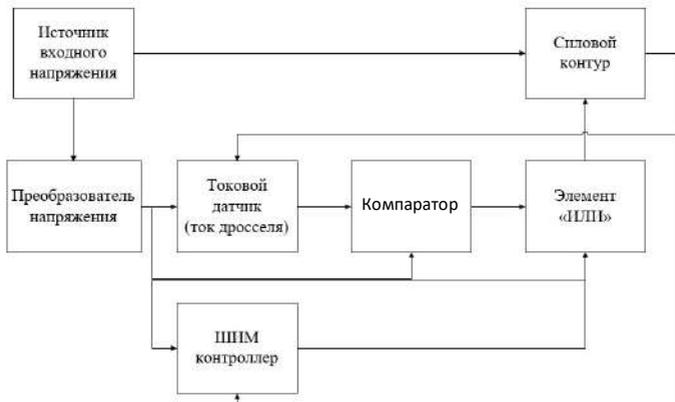


Рис. 3. Функциональная схема стенда

На стенде также необходимо предусмотреть разъемы для удобного подключения осциллографа, мультиметра.

Таким образом, разрабатываемый стенд позволит исследовать режим релейного регулирования тока дросселя, выявить его преимущества и недостатки, сделать вывод о необходимости дальнейшей работы в данном направлении. В дальнейшем планируется осуществить подбор компонентов, разработать принципиальную схему, развести печатную плату [3].

Литература

1. Повышающий преобразователь // Алфавит силовой электроники [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://power-electronics.info/boost-converter.html> (дата обращения: 18.03.2024).
2. Луханова М. Д. Исследование параллельно-последовательного преобразователя // Молодой ученый. 2017. № 51 (185). С. 64–67. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://moluch.ru/archive/185/47461/> (дата обращения: 18.03.2024).
3. Раймонд Мэк. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. Серия «Силовая электроника» М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. 272 с.

SIMULINK-МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РЕЗОНАНСНЫМ ПОЛУМОСТОВЫМ LLC-КОНВЕРТОРОМ

Регулирование параметров электрического режима резонансных LLC-конверторов реализуется, как правило, либо изменением частоты переключения силовых ключей, либо фазовым методом. В случае использования полумостовой схемы преобразователя фазово-импульсное управление транзисторами невозможно. Поэтому реализуют частотный принцип управления.

Регулирование режима работы преобразователя изменением частоты обеспечивают, например, контроллеры семейства FAN. На рис. 1, *а* представлена структурная схема частотного регулирования на микросхеме FAN621, а на рис. 1, *б* – временные диаграммы ее работы [5, 6].

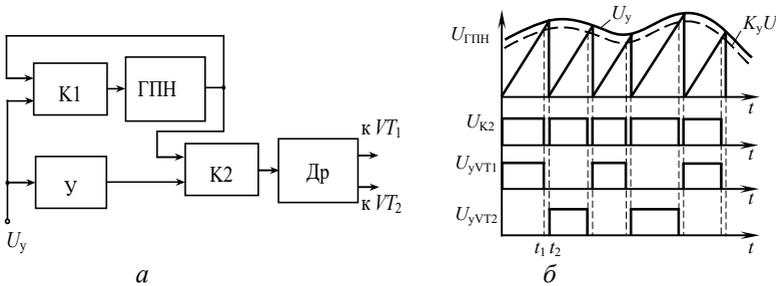


Рис. 1. Система управления на контроллере FAN621:
а – структурная схема; *б* – временные диаграммы работы

На рис. 1 приняты следующие обозначения: ГПН – генератор линейно нарастающего пилообразного напряжения; K1 и K2 – компараторы; У – усилитель с коэффициентом передачи K_y , незначительно меньшим 1; Др – драйверы. Линейно нарастающее напряжение с выхода ГПН поступает на входы компараторов и сравнивается в компараторе K1 с управляющим напряжением U_y , а в компараторе K2 – с несколько уменьшен-

ным значением $K_y U_y < U_y$. Таким образом формируется «мертвое время» $t_2 - t_1$ при переключении транзисторов.

Как видно на рис. 1, б, в момент равенства $U_{ГПН} = U_y$ срабатывает компаратор К1, вызывая сброс пилообразного напряжения $U_{ГПН}$. В этот момент начинается формирование выходных импульсов и снова начинается нарастание $U_{ГПН}$. В момент равенства $U_{ГПН} = K_y U_y$, который предшествует моменту срабатывания К1 на требуемое «мертвое время», срабатывает компаратор К2, формируя спад выходных импульсов. Таким образом на выходе компаратора К2 формируются прямоугольные импульсы, которые начинающиеся в моменты начала роста напряжения $U_{ГПН}$ (эти моменты определяются компаратором К1) и оканчивающиеся в моменты равенства $U_{ГПН} = U_y$, фиксируемые компаратором К2. Драйвер Др реализует распределение последовательности прямоугольных импульсов $U_{К2}$ по транзисторам, формируя импульсы напряжения управления U_{yVT1} и U_{yVT2} требуемой формы и мощности, подаваемые на затворы.

Simulink-модель системы управления, реализующей структурную схему на рис. 1, а, приведена на рис. 2.

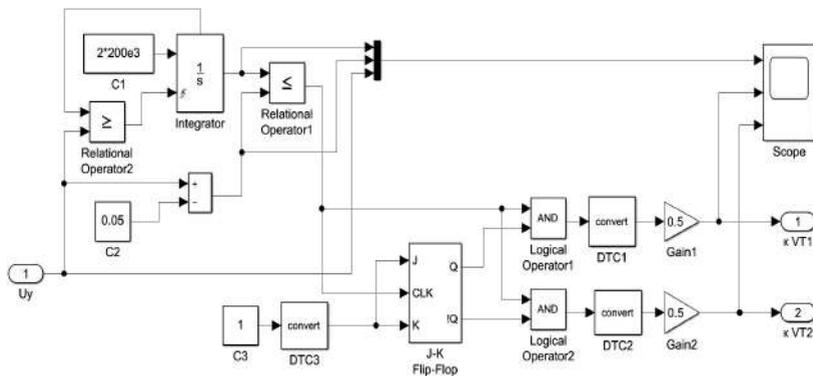


Рис. 2. Simulink-модель системы управления полумостовым резонансным LLC-конвертором

В модели роль компараторов K1 и K2 играют блоки сравнения сигналов Relational Operator2 и Relational Operator1 соответственно. ГПН реализован на интеграторе Integrator. Simulink-модель системы управления, приведенная на рис. 2, изменение частоты (периода) следования импульсов реализует за счет изменения амплитуды ГПН при сохранении скорости нарастания пилообразного сигнала, задаваемой блоком C1 [5]. Амплитуда пилообразного сигнала задается значением напряжения управления U_y , поступающего от регулятора. Распределение импульсов управления между транзисторами конвертора осуществляет часть модели, собранная на синхронном JK-триггере (блок J-K Flip-Flop) и логических элементах Logical Operator1, Logical Operator1, реализующих функцию «И». Интервал «мертвого времени» задается блоком константы C2, значение которой вычитается из сигнала управления U_y .

Временные диаграммы работы модели системы управления (рис. 2) приведены на рис. 3.

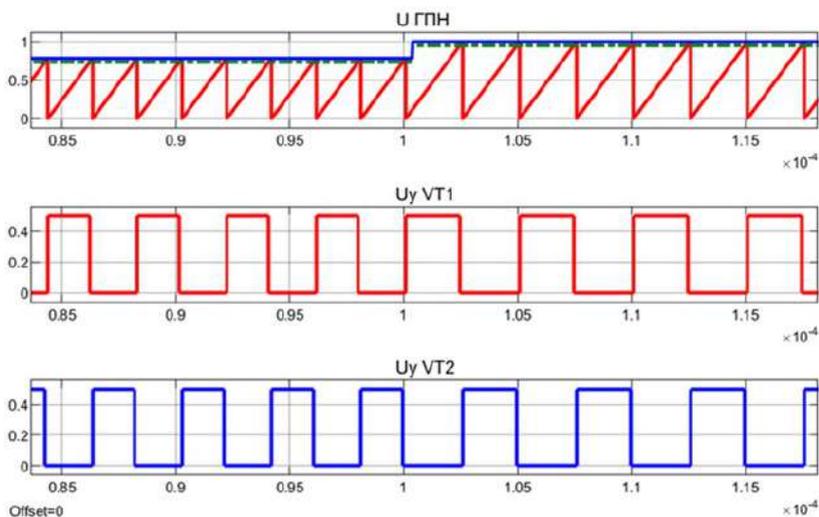


Рис. 3. Временные диаграммы работы модели системы управления

На рис. 3 хорошо видно, как меняется амплитуда опорного пилообразного напряжения с положительным наклоном при изменении сигнала управления в момент времени 0,1 мс и как при этом изменяется период следования импульсов управления транзисторами VT1 и VT2.

Модель системы управления, приведенная на рис. 2, позволяет реализовать и режим плавного пуска конвертера, при котором частота коммутации транзисторов в момент включения преобразователя устанавливается высокой, а затем постепенно снижается до номинального значения.

Литература

1. *Быков К. В., Лазарева Н. М., Павлов Ю. В.* расчет параметров силовой части резонансного мостового LLC-конвертера. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2022618610, 13.05.2022. Заявка № 2022618090. Дата регистрации 05.05.2022.

2. *Лазарева Н. М., Гусарова А. Е.* Имитационное моделирование режимов работы резонансного полумостового LLC-конвертера // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 14-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2024. С. 107–111.

3. *Bykov K. V., Lazareva N. M., Yarov V. M.* Dynamic conditions for a three-level LLC converter with a phase-pulse control // E3S Web of Conferences. 2019 International Scientific and Technical Conference Smart Energy Systems, SES 2019. 2019. С. 01013.

4. *Лазарева Н. М.* Построение частотных характеристик устройства промышленной электроники по его разгонной переходной характеристике. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022614335. Дата регистрации 18.03.2022.

5. Системы управления LLC-конвертором. Н. И. Шаварин [и др.] // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2015. С. 225–230.

6. FAN7621 – PFM Controller for Half-Bridge Resonant Converters [Электронный ресурс]. Режим доступа: [//www.onsemi.com/pdf/datasheet/fan7621-d.pdf](http://www.onsemi.com/pdf/datasheet/fan7621-d.pdf) (дата обращения 20.04.2024).

МАШИННЫЙ РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ В СИМВОЛЬНОМ ВИДЕ



Известна теорема Г. Кирхгофа (портрет) о нахождении выражения для тока ветви электрической схемы из ее контурного определителя [1], которая в переводе звучит так [2]:

«Пусть m – число пересечений, т.е. точек, в которых сходятся два или более проводника, и пусть $\mu = n - m + 1$.

Тогда общий знаменатель всех величин I равен сумме сочетаний из $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ по μ элементов $\omega_{k_1} \cdot \omega_{k_2} \cdots \omega_{k_\mu}$, обладающих тем свойством, что после исключения проводников k_1, k_2, \dots, k_μ в них не остается *ни одной* замкнутой фигуры; числитель величины I_λ равен сумме сочетаний из $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ по $\mu - 1$ элементов $\omega_{k_1} \cdot \omega_{k_2} \cdots \omega_{k_{\mu-1}}$, обладающих тем свойством, что после исключения проводников $k_1, k_2, \dots, k_{\mu-1}$ остается *одна** замкнутая фигура и, кроме того, она содержит проводник λ ; каждое сочетание умножается на сумму электродвижущих сил, которые приложены к проводникам, образующим соответствующую замкнутую фигуру. При этом электродвижущие силы считаются положительными в том же направлении, что и I_λ ».

Здесь μ – число сомножителей в контурном определителе цепи; n – число ветвей в цепи; ω_n – число элементов (сопротивлений) в числителе выражения для тока I_λ .

* В [2] ошибочно переведено «*ни одной*», что не соответствует оригиналу.

Теорема Кирхгофа подтверждена на основании теории ненаправленных графов в [3], где в базисе проводимостей сформулировано четыре правила о нахождении потенциала узла и тока ветви из узлового определителя схемы, а также четыре дуальных правила в базисе сопротивлений, одно из которых подтвердило теорему Кирхгофа и сформулировано в виде следующего правила:

«Выражение для тока I_j j -й ветви, обусловленного источниками ЭДС E_k , представляет собой дробь

$$I_j = \frac{A'_1 \sum E_{k1} + A'_2 \sum E_{k2} + \dots + A'_m \sum E_{km}}{D_k},$$

знаменателем которой является контурный определитель D_k схемы, а числителем – сумма слагаемых, состоящих из слагаемых A'_1, A'_2, \dots, A'_m контурного определителя, содержащих множителем сопротивление j -й ветви и взятых без этого сопротивления, умноженных на алгебраическую сумму ЭДС контура, полученного в схеме при удалении оставшихся сопротивлений в указанных слагаемых контурного определителя; ЭДС ветвей записываются в суммарную ЭДС со знаком плюс, если их направление совпадает с направлением тока j -й ветви, и со знаком минус – в противном случае».

Здесь в числителе слагаемые A'_1, A'_2, \dots, A'_m взяты без j -го сопротивления, а эта операция математически соответствует дифференцированию контурного определителя по j -му сопротивлению, что фактически выполнил Кирхгоф при доказательстве своей теоремы.

В результате правило нахождения тока ветви из контурного определителя схемы можно сформулировать в следующей редакции: «Выражение для тока j -й ветви, обусловленного источниками напряжения E_k , представляет собой дробь

$$I_j = \frac{A'_1 \sum E_{k1} + A'_2 \sum E_{k2} + \dots + A'_m \sum E_{km}}{D_k},$$

знаменателем которой является контурный определитель схемы

$$D_k = A_1 + A_2 + \dots + A_m,$$

а числителем – сумма слагаемых, состоящих из продифференцированных по элементу j -й ветви слагаемых A'_1, A'_2, \dots, A'_m кон-

турного определителя и умноженных на алгебраическую сумму напряжений E_k контура, полученного в схеме при удалении элементов, входящих сомножителями в продифференцированные слагаемые; напряжения ветвей записываются в суммарное выражение со знаком плюс, если их направление совпадает с направлением тока j -й ветви, и со знаком минус – в противном случае».

Пример 1. Найти ток I_a ветви a в исходной схеме (рис. 1, a).

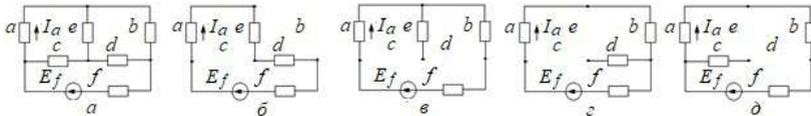


Рис. 1. Исходная схема (a), рабочие подсхемы ($б, в, г, д$)

1. Находим контурный определитель D_k исходной схемы (рис. 1, a) методом структурных чисел из произведения контурных сопротивлений с удалением слагаемых выше первой степени [4, 5]

$$D_k = abc + abd + abf + adf + acd + aef + ace + ade + \\ + bef + bce + bde + bcf + bcd + cdf + cef + def.$$

2. Дифференцируем контурный определитель по элементу a .

$$\frac{dD_k}{da} = bc + bd + bf + df + cd + ef + ce + de, \quad (1)$$

где d - оператор дифференцирования (выделен жирным шрифтом).

3. Находим выражение для тока I_a ветви a , для этого:

- последовательно удаляем из схемы элементы, входящие сомножителями в выражение (1);
- в полученных замкнутых контурах рабочих подсхем (рис. 2, $б, в, г, д$) фиксируем источник напряжения E_f со знаком плюс;
- умножаем зафиксированный источник напряжения E_f на соответствующие удаленные элементы;
- суммируем полученные результаты и делим их на контурный определитель D_k

$$I_a = \frac{E_f (bc + cd + ce + de)}{D_k}$$

На основе приведенного правила разработан алгоритм и программа машинного расчета электрических цепей и электронных схем в символьном виде [6].

Выходные параметры – ток I_a анода лампы, коллекторный ток I_k транзистора – определяются из соответствующих линейных уравнений через крутизну проходной характеристики S и коэффициент усиления тока базы B_0 : $I_a = S U_{вк}$; $I_k = B_0 I_b$.

Пример 2. Найти ток I_n в нагрузке R_n в эквивалентной схеме замещения транзистора с общим эмиттером на рис. 2, а, с коэффициентом передачи B_0 тока базы в коллекторную цепь.

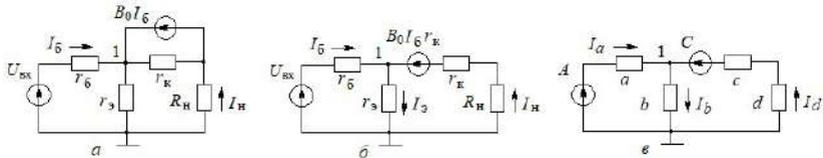


Рис. 2

1. В исходной схеме (рис. 2, а) заменяем управляемый источник тока $B_0 I_b$ источником напряжения $B_0 I_b r_k$ с последовательно включенным дифференциальным сопротивлением r_k коллекторного $p-n$ перехода (рис. 2, б).

2. Обозначаем все элементы схемы (рис. 2, в) по порядку буквами латинского алфавита и привязываем к ним источники напряжения A и C

$$C = B_0 I_a c. \quad (1)$$

3. Находим контурный определитель D_k схемы (рис. 2, в) методом структурных чисел

$$D_k = ab + ac + ad + bc + bd.$$

4. Для нахождения управляющего тока I_a дифференцируем контурный определитель по элементу a

$$\frac{dD_k}{da} = b + c + d.$$

5. Находим управляющий ток I_a – для этого:

- последовательно удаляем в схеме (рис. 2, в) полученные элементы b, c, d ;
- фиксируем соответствующие контурные напряжения $A-C, A, A$;
- умножаем контурные напряжения на удаленные элементы;
- суммируем полученные выражения и делим на контурный определитель

$$I_a = \frac{(A-C)b + Ac + Ad}{D_k}. \quad (2)$$

6. Из (1) подставляем в полученное выражение значение источника напряжения C

$$I_a = \frac{(A - B_0 I_a c)b + Ac + Ad}{D_k}$$

7. Из полученного выражения находим управляющий ток

$$I_a = B \frac{A(b + c + d)}{D_k + B_0 bc}.$$

8. Находим значение источника напряжения C

$$C = B \frac{A(b + c + d)}{D_k + B_0 bc} c.$$

9. Дифференцируем контурный определитель по элементу d

$$\frac{dD_k}{dd} = a + b.$$

10. Находим ток I_d в нагрузке d , для этого:

- последовательно удаляем схеме (рис. 2, в) полученные элементы a, b ;
- фиксируем соответствующие контурные напряжения $C, C - A$;
- умножаем контурные напряжения на удаленные элементы;
- суммируем полученные выражения и делим на контурный определитель

$$I_d = \frac{Ca + (C - A)b}{D_k}. \quad (3)$$

Для проверки суммы токов в узле 1 из контурного определителя аналогично находим ток I_b

$$I_b = \frac{Ca + Ac + Ad}{D_k}. \quad (4)$$

и находим алгебраическую сумму выражений (2), (3), (4)

$$(A - C)b + Ac + Ad + Ca + (C - A)b - Ca - Ac - Ad = 0$$

Сложные схемы рассчитываются по частям на основании модифицированной теоремы об эквивалентном генераторе [5].

Литература

1. *Kirchhoff G. Über die Auflösung der Gleichungen, auf welche man bei der Untersuchung der linearen Vertheilung galvanischer Ströme geführt wird. Gesammelte Abhandlungen, Leipzig: Johan Ambrosius Barth, 1882. S. 22–33.*

2. *Кирхгоф Г. П. Избранные труды. М.: Наука, 1988.*

3. Белов Г. А., Захаров В. Г. Применение символьных схемных функций для расчета электрических цепей // Электричество. 2003. № 8. С. 34–41.

4. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. М.: Сов. радио, 1976. 608 с.

5. Захаров В. Г. Символьные расчеты в электротехнике, электронике и автоматике: учеб. пособие. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. 88 с.

6. Программа «TINS» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://disk.yandex.ru/d/fsM4hyTgdIVOTO> (дата обращения 10.04.2004).

Захаров В.Г. (ст.), Захаров В.Г. (мл.)
(Чебоксары, ЧГУ)

К РАСЧЕТУ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ МЕТОДОМ ЭКВИВАЛЕНТНОГО ИСТОЧНИКА В БАЗИСЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

При расчете сложных электрических цепей по частям используют теорему об эквивалентном источнике напряжения, согласно которой определяется напряжение E_{xx} холостого хода и внутреннее сопротивление R_{xx} холостого хода со стороны выходных зажимов электрической цепи [1]. При этом наиболее трудоемкой задачей является нахождение внутреннего сопротивления R_{xx} со стороны выходных зажимов электрической цепи. Известно выражение для входной проводимости электрической цепи [1, формула (7.58)], обратная величина которой равна входному сопротивлению

$$Z_{mm} = \frac{\Delta_{mm}^k}{\Delta^k},$$

где Δ^k – контурный определитель электрической цепи; Δ_{mm}^k – алгебраическое дополнение, соответствующее току через входной m -й элемент цепи. Применим это выражение для нахождения выходного сопротивления цепи на примере простой схемы (рис. 1, а).

Пример 1. Найти сопротивление R_{xx} холостого хода со стороны выходных зажимов 1, 2 исходной схемы (рис. 1, а)

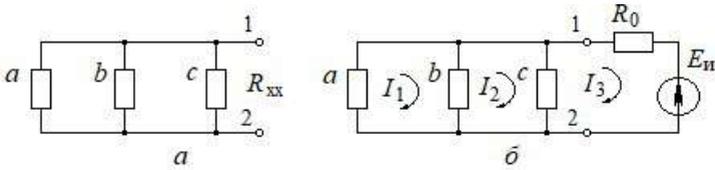


Рис. 1. Исходная электрическая схема (а), измерительная схема (б)

Решение. Записываем контурный определитель исходной схемы (рис. 1, а)

$$D_k = ab + ac + bc.$$

Подключаем к выходным зажимам 1, 2 исходной схемы измерительный источник напряжения E_n с вспомогательным сопротивлением R_0 и составляем матричное уравнение для контурных токов в полученной схеме (рис. 1, б).

$$\begin{bmatrix} a+b & -b & 0 \\ -b & b+c & -c \\ 0 & -c & c+R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -E_n \end{bmatrix}.$$

Раскрываем матрицу сопротивлений и записываем контурный определитель полученной схемы

$$D_{k0} = abc + (ab + ac + bc)R_0.$$

Приравниваем вспомогательное сопротивление R_0 к нулю, при этом отношение измерительного напряжения E_n к контурному току I_3 будет соответствовать внутреннему сопротивлению схемы на выходных зажимах

$$R_{xx} = \frac{E_n}{I_3}.$$

Для контурного тока I_3 находим алгебраическое дополнение

$$\Delta_3 = \begin{bmatrix} a+b & -b & 0 \\ -b & b+c & 0 \\ 0 & -c & -E_n \end{bmatrix} = -(ab + ac + bc)E_n.$$

Записываем выражение для контурного тока I_3

$$I_3 = \frac{\Delta_3}{D_{k0}} = \frac{-(ab + ac + bc)E_n}{abc},$$

откуда находим внутреннее сопротивление R_{xx} с учетом встречного направления измерительного напряжения $E_{и}$

$$R_{xx} = \frac{abc}{ab + ac + bc} = \frac{D_{к0}}{D_k}$$

Таким образом, формулировка для нахождения внутреннего сопротивления R_{xx} холостого хода со стороны выходных зажимов схемы, записывается следующим образом [2]: «внутреннее сопротивление R_{xx} холостого хода исходной электрической цепи со стороны выходных зажимов равно дроби

$$R_{xx} = \frac{D_{к0}}{D_k},$$

знаменателем которой является контурный определитель исходной электрической цепи, а числителем – контурный определитель электрической цепи, полученной при коротком замыкании выходных зажимов исходной электрической цепи».

Замечание. Если к выходным зажимам исходной электрической цепи подключить вспомогательное сопротивление R_0 , то определитель $D_{к0}$ можно найти из контурного определителя полученной цепи удалением из него слагаемых, содержащих сомножителем сопротивление R_0 .

Рассмотрим применение приведенной формулировки для внутреннего сопротивления R_{xx} при расчете сложной электрической схемы по частям на основе схемы Тевенена [1]. Символьные выражения для контурных определителей и токов ветвей электрической схемы получим по программе «TINS» [3, 4].

Пример 2. Найти символьное выражение для тока $I_{н}$ нагрузки в исходной электрической схеме (рис. 2), в которой обозначения элементов во второй части 2 оставим такими же, как в первой части 1, поскольку эти части рассчитываются независимо друг от друга.

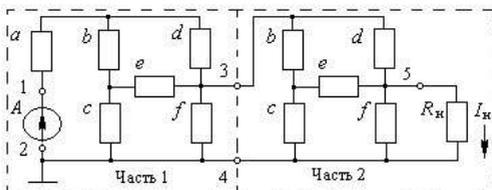


Рис. 2. Исходная электрическая схема

Решение. Из исходной электрической схемы (рис. 2) выделяем первую часть 1 для расчета напряжения E_{xx} холостого хода на выходных зажимах 3, 4 (рис. 3, а).

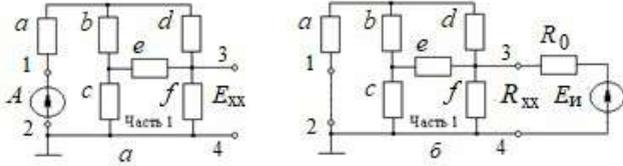


Рис. 3. Электрическая схема для расчета напряжения E_{xx} (а) и электрическая схема для нахождения сопротивления R_{xx} (б)

Для нахождения внутреннего сопротивления R_{xx} первой части 1 к ее выходным зажимам 3, 4 подключаем вспомогательное сопротивление R_0 с измерительным напряжением $E_{и}$, при этом источник напряжения A на входных зажимах 1, 2 закорачиваем (рис. 3, б).

Для схемы (рис. 3, а) записываем контурный определитель $D_{k1} = d(be + ce + ae + bf + cf + af + bc + ac) + e(bf + cf + af + ac + ab) + b(ac + cf + af)$ и напряжение E_{xx} холостого хода на зажимах 3, 4

$$E_{xx} = \frac{A(cd + be + ce + bc)f}{D_{k1}}.$$

Далее для схемы (рис. 3, б) записываем контурный определитель D_{k0} с последующим удалением в нем слагаемых, содержащих сомножителем сопротивление R_0 , в результате получим

$$D_{k0} = f(bde + ced + aed + bcd + acd + ace + abe + abc).$$

Находим выходное сопротивление R_{xx} холостого хода на зажимах 3, 4 первой части 1

$$R_{xx} = \frac{D_{k0}}{D_{k1}}.$$

Переходим к расчету второй части 2 схемы (рис. 4). Для этого, найденные из первой части 1 напряжение E_{xx} и сопротивление R_{xx} , последовательно подключаем к входным зажимам 3, 4 второй части 2 исходной схемы (рис. 4).

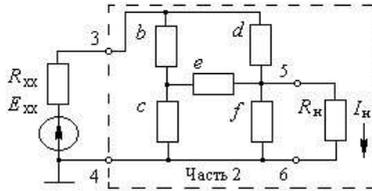


Рис. 4. Электрическая схема для второй части 2

Записываем контурный определитель второй части 2

$$D_{k2} = R_{xx}(bcf + bcR_n + bef + beR_n + bfR_n + cef + ecR_n + efR_n + dcf + dcR_n + def + deR_n + dfR_n) + f(beR_n + bdc + bde + bdR_n + cbR_n + ceR_n + cde + cdR_n) + dR_n(bc + be + ce)$$

и завершаем расчет записью искомого тока нагрузки

$$I_n = \frac{E_{xx}(be + bc + ce + cd)f}{D_{k2}}$$

При одинаковых значениях всех сопротивлений в исходной схеме (рис. 2), равными 1 Ом, входном напряжении $A = 1$ В,

$$E_{xx} = 0,25 \text{ В}, R_{xx} = 0,5 \text{ Ом},$$

ток нагрузки

$$I_n = 0,0571 \text{ А.}$$

Предложенная формулировка о нахождении внутреннего сопротивления электрической цепи со стороны выходных зажимов упрощает методику расчета сложных электрических цепей по частям, как с эквивалентным источником напряжения, так и с эквивалентным источником тока, поскольку в обоих случаях используется внутреннее сопротивление электрической цепи со стороны выходных зажимов.

Литература

1. Теоретические основы электротехники. Т.1. Основы теории линейных цепей: учебник для электротехн. вузов. 2- изд; под ред. П. А. Ионкина. М.: Высш. шк., 1976. 544 с.

2. Захаров В. Г. Символьные расчеты в электротехнике, электронике и автоматике: учеб. пособие. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. 88 с.

3. Программа символьного расчета электрических цепей в базе сопротивлений «TINS» [Электронный ресурс]. Режим

доступа: [https://rtechuvsu.ru/факультет/наука и учеба](https://rtechuvsu.ru/факультет/наука%20и%20учеба) (дата обращения 10.04.2024).

4. Программа «TINS». [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://disk.yandex.ru/d/fsM4hyTgdIVOTO> (дата обращения 10.04.2024).

Чертановский А.Г.
(Чебоксары, ЧГУ)

МОДИФИКАЦИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА МЕТОДА ЗОЛОТОГО СЕЧЕНИЯ

В сложных задачах электротехники, электроники или радиотехники при расчете процессов, находят применение современные методы [1, 2] и алгоритмы расчета [3–6] линейных электрических цепей. При моделировании этими методами, например, задач, представленных в работах [7–11] требуется применение численных методов для решения нелинейных и трансцендентных уравнений.

При решении таких задач широкое применение нашли итерационные и поисковые методы. Поисковые методы обеспечивают 100% сходимость получения корня, так как для этих методов задается интервал поиска, на котором заранее известно его существование [12].

Рассмотрим алгоритм метода золотого сечения [13], обеспечивающие 100% сходимость только при поиске \max и \min функции, так как знаки значений функции в проверке неравенства $f(x_1) < f(x_2)$ должны быть одинаковыми. При решении нелинейных уравнений вероятность сходимости будет меньше 100%, так как неравенство $f(x_1) < f(x_2)$ будет выполняться, или не выполняться, из-за разных знаков значений функции, а если знаки станут одинаковыми, то сходимости не будет из-за потери локализации корня.

Выполним модификацию алгоритма золотого сечения, проверяя неравенство $|f(x_1)| < |f(x_2)|$. Тогда алгоритм имеет 100% сходимость при локализации корня, однако, как показано в ра-

боте [12], этот алгоритм уступает по количеству итераций методу половинного деления.

Для уменьшения числа итераций предлагается:

1. В случае симметрии относительно корня выполнять проверку сходимости по выражению $f(x) < \varepsilon$, где $x = (a+b)/2$. Оптимизированный алгоритм показан на рис. 1. Если значения a и b будут симметричны относительно корня, значение x будет корнем, а значение функции будет равно нулю и на это потребуется всего одна итерация.

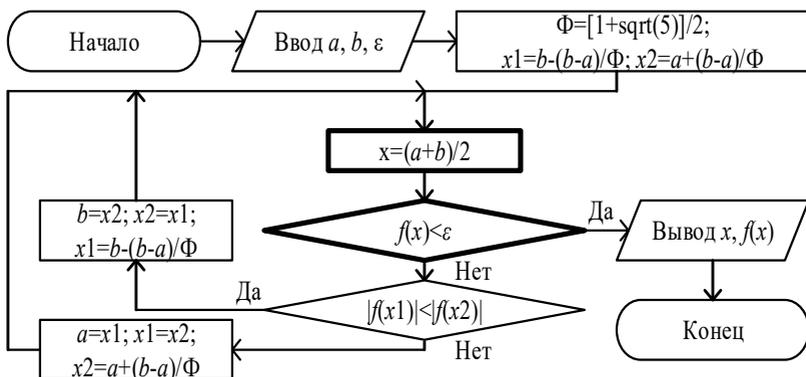


Рис. 1. Оптимизация для случая симметрии относительно корня

2. В случае попадания на центральный отрезок добавить в алгоритм вычисления (рис. 1) значения точек a , x_1 , x_2 , b и значения знаков функции в этих точках A , X_1 , X_2 , B , и сравнивать знаки функции в точках a и x_1 , x_2 и b . Оптимизированный алгоритм показан на рис. 2. Если в обоих случаях знаки окажутся равны, то корень попадает на центральный отрезок.

Таким образом, модификация алгоритма метода золотого сечения позволяет применять его для решения нелинейных и трансцендентных уравнений, сократить количество итераций, требующихся на поиск корня, и в идеальном случае при симметрии корня относительно границ поискового интервала найти его на первой итерации.

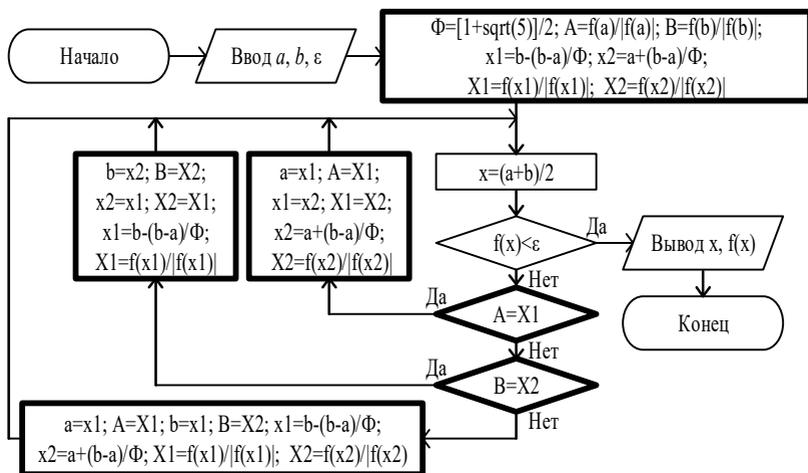


Рис. 2. Оптимизация для случая попадания в центральный отрезок

Литература

1. Calculation of electric circuits using the fast Kirchhoff method / V. Ďuriš [et al.] // TEM Journal. 2022. V. 11. № 1. P. 75–81.
2. Чертановский А. Г. Быстрый метод Кирхгофа // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы 4-й Междунар. науч.-практ. конф. Елец, 2020. С. 241–245.
3. Чертановский А. Г., Охоткин Г. П., Захаров В. Г. Алгоритм машинного расчета электрических процессов в сложных системах // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы 3-й Междунар. науч.-практ. конф., посвященной 110-летию со дня рождения академика Н.А. Пилюгина. 2019. С. 301–305.
4. Чертановский А. Г. Алгоритм формирования тока ветви, обусловленного источниками ЭДС, по быстрому методу Кирхгофа в среде LabView // Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 12-й Всерос. науч.-техн. конф. 2017. С. 354–355.
5. Чертановский А. Г. Алгоритмы расчета тока ветви быстрым методом Кирхгофа // Информационные технологии в электротехнике: материалы 12-й Всерос. науч.-техн. конф. 2017. С. 354–355.

тротехнике и электроэнергетике: материалы 12-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары, 2020. С. 514–516.

6. *Охоткин Г. П., Чертановский А. Г.* Алгоритмы расчета напряжения быстрым методом Кирхгофа // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 13-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары, 2022. С. 508–509.

7. *Чертановский А. Г.* Методика моделирования переходных процессов в одноконтурных каскадах на биполярных транзисторах // Нелинейный мир. 2010. Т. 8. № 1. С. 36–41.

8. *Чумаров С. Г., Чернов В. К.* Исследование мостового усилителя тока с ПИ регулированием // САПР и моделирование в современной электронике: сборник науч. трудов. 3-й Междунар. науч.-практ. конф. Брянск: БГТУ, 2019. С. 321–324.

9. *Чертановский А. Г.* Моделирование аварийных режимов в генераторе с внешним возбуждением // Радиотехника в промышленности и энергетике: сборник науч. трудов. Чебоксары, 2016. С. 19–27.

10. *Чертановский А. Г., Охоткин Г. П.* Режим внутреннего обрыва в транзисторе при работе в ключевых генераторах с внешним возбуждением // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы 3-й Междунар. науч.-практ. конф., посвященной 110-летию со дня рождения академика Н.А. Пилюгина. 2019. С. 108–112.

11. Режим пробоя коллекторной цепи транзистора в ключевых генераторах с внешним возбуждением / Г.П. Охоткин [и др.] // Нигматуллинские чтения-2018: сборник докл. Междунар. науч. конф.. 2018. С. 205–208.

12. *Охоткин Г. П.* О численных методах решения нелинейных уравнений // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 13-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары, 2022. С. 506–507.

13. *Мэтьюз Джон Г., Куртис Д. Финк.* Численные методы. Использование MATLAB; пер. с англ. 3-е издание. М.: Издательский дом «Вильямс», 2001. 720 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Самыми энергетически нагруженными узлами радиопередающих устройств являются выходные каскады, представляющие собой генераторы с внешним возбуждением (ГВВ) [1]. Исследования аварийных режимов в генераторах [2–6] показывают, что при аварии токи и напряжения в ГВВ в десятки раз отличаются от нормального, т.е. контроль за состоянием работы ГВВ – очень важная задача. Известные способы контроля и защиты рассмотрены применительно к однотактным ГВВ [7-12]. Рассмотрим эту задачу применительно к двухтактному ГВВ с резонансной нагрузкой (РН).

Электрическая принципиальная схема ГВВ с РН в среде пакета моделирования «Multisim» показана на рис. 1.

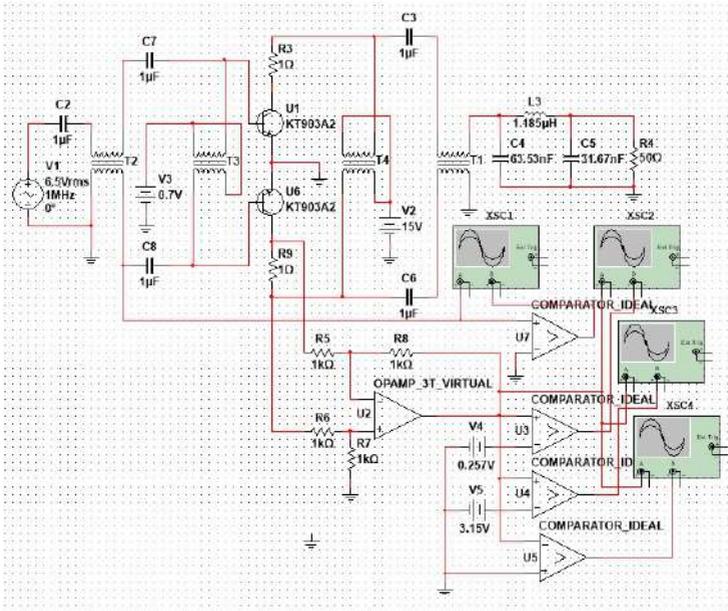


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема

На вход двухтактного ГВВ с РН подается синусоидальный сигнал с частотой 1 МГц и амплитудой 6,5 В, для получения активного, перенапряженного и сильноперенапряженного режимов транзисторов.

На рис. 2 показаны осциллограммы входного напряжения, тока коллектора и напряжения на выходах устройства контроля состояния.

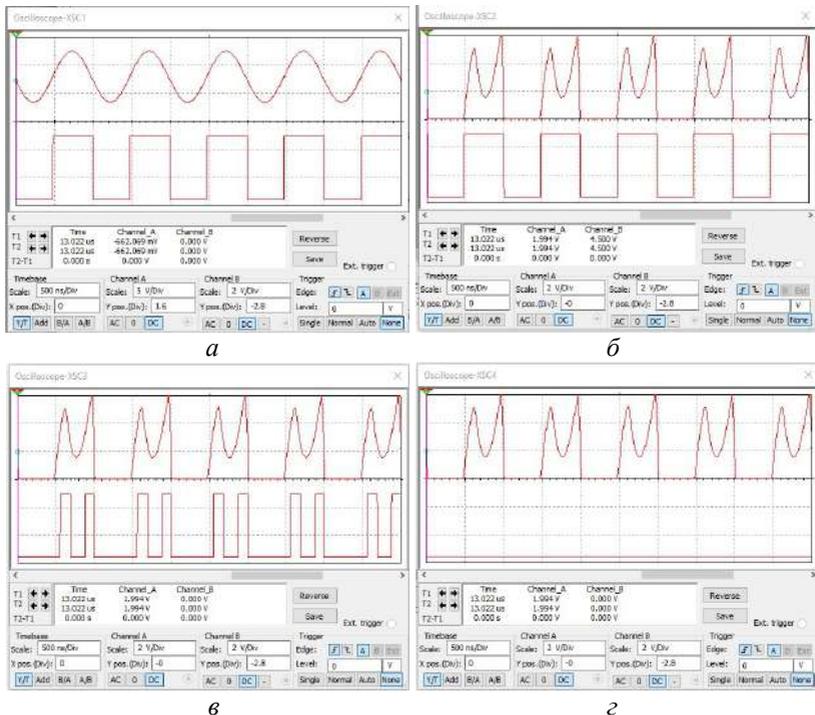


Рис. 2. Осциллограммы напряжений и сигналы:
а – на базе транзистора; *б* – активный режим;
в – перенапряженный режим; *г* – сильноперенапряженный режим

При положительной полуволне входного сигнала в устройстве контроля (УК) вырабатывается импульс на выходе компаратора U_7 (рис. 2, *а*), если амплитуда входного сигнала больше порогового значения. При значении напряжения на шунте в це-

пи коллектора, превышающем пороговое значение 0,257 В УК вырабатывает импульс на выходе компаратора U3 (рис 2, б), транзистор переходит в активный режим; при значении, превышающем пороговое значение 3,15 В устройство контроля вырабатывает два импульса на выходе компаратора U4 (рис 2, в), это соответствует переходу транзистора в перенапряженный режим. При значении ниже порогового значения 0 В устройство контроля вырабатывает импульс на выходе компаратора U5 (рис 2, в), это соответствует переходу транзистора в сильноперенапряженный режим. В результате моделирования не удалось получить сильно перенапряженный режим даже при входном напряжении 10 В.

Таким образом, моделирование показало, что с помощью компараторов, работающих как пороговые устройства, можно фиксировать режимы работы транзисторов выходного каскада.

Литература

1. Радиопередающие устройства: учеб. для вузов / В. В. Шахгильдян [и др.]; под ред. Шахгильдяна В.В. 3 изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь. 2003. 560 с.

2. *Чертановский А. Г.* Моделирование аварийных режимов в генераторе с внешним возбуждением // Радиотехника в промышленности и энергетике: сборник науч. тр. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2016. С. 19–27.

3. *Чертановский А. Г.* Экспериментальное исследование аварийных режимов генератора с внешним возбуждением // Радиотехника в промышленности и энергетике сборник науч. тр. к 20-летию кафедры радиотехники и радиотехнических систем. Чебоксары. 2014. С. 89–97.

4. *Чертановский А. Г., Охоткин Г. П.* Режим внутреннего обрыва в транзисторе при работе в ключевых генераторах с внешним возбуждением // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы 3-й Междунар. науч.-практ. конф., посвященной 110-летию со дня рождения академика Н.А. Пилюгина. 2019. С. 108–112.

5. Аварийные режимы ключевых генераторов с внешним возбуждением / Н. В. Павлов [и др.] // Информационные техно-

логии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2018. С. 454–458.

6. Режим пробоя коллекторной цепи транзистора в ключевых генераторах с внешним возбуждением / Г. П. Охоткин [и др.] // Нигматуллинские чтения–2018: тезисы докладов Междунар. науч. конф. 2018. С. 205–208.

7. *Захаров В. Г., Чертановский А. Г.* Способ защиты управляемого электронного прибора. Патент на изобретение RU 2246785 С2, 20.02.2005. Заявка № 2002132155/09 от 28.11.2002.

8. *Захаров В. Г., Чертановский А. Г.* Способ защиты управляемого электронного прибора. Патент на изобретение RU 2231886 С1, 27.06.2004. Заявка № 2002132154/09 от 28.11.2002.

9. *Чертановский А. Г.* Разностно-пороговый способ контроля и защиты ключевых генераторов с внешним возбуждением // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы 3-й Междунар. науч.-практ. конф., посвященной 110-летию со дня рождения академика Н.А. Пилюгина. 2019. С. 77–81.

10. *Захаров В. Г., Чертановский А. Г., Дударева Н. Н.* Контроль состояния выходных каскадов радиопередающих устройств // Фундаментально-прикладные проблемы безопасности, живучести, надежности, устойчивости и эффективности систем: материалы 4-й Междунар. науч.-практ. конф. Елец. 2020. С. 339–344.

11. *Дударева Н. Н., Захаров В. Г., Чертановский А. Г.* Контроль режима работы двухтактного каскада усилителя мощности // Сборник науч. трудов молодых ученых и специалистов: сборник статей. В 2-х частях. Чебоксары. 2020. С. 40–44.

12. *Чертановский А. Г., Захаров В. Г., Дударева Н. Н.* Моделирование датчика контроля режимов работы выходных каскадов радиопередающих устройств // САПР и моделирование в современной электронике: сборник науч. трудов 4-й Междунар. науч.-практ. конф. Брянск, 2020. С. 438–441.

Петровский В.В., Чермасова У.Г.
(Казань, КНИТУ-КАИ)

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРАХ

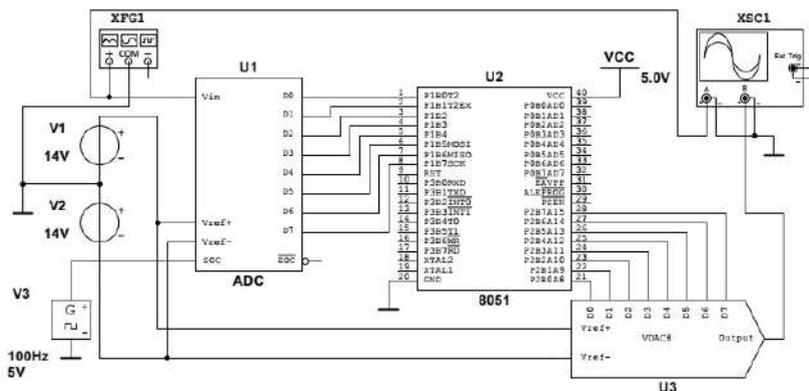
Разработка радиоэлектронных устройств управления, как правило, сопровождается натурным, полунатурным или математическим моделированием. Натурное и полунатурное моделирование связано с изготовлением макетов и их исследованием. Более удобно выполнять предварительную отладку схем при моделировании с использованием методов и средств вычислительной техники.

Предлагаемый цикл практических работ предназначен для изучения принципов построения и программирования радиоэлектронных средств, построенных на основе микроконтроллеров в среде виртуального моделирования Multisim, решения часто встречающихся на практике задач, связанных с проектированием и разработкой типовых модулей микропроцессорных устройств.

Темы практических работ связаны с формированием требуемых интервалов времени с подсистемы таймер-счетчик, отображением информации на цифровых индикаторах, использованием последовательного порта ввода-вывода, подключением внешней памяти, выполнением цифро-аналогового (ЦАП) и аналого-цифрового преобразования (АЦП) информации, применяемого при построении систем обработки информации и управления, реализацией широтно-импульсной модуляции при управлении исполнительными устройствами [1]. Для написания программ для микроконтроллера используется как ассемблер, так и язык программирования С.

На рисунке приведен пример моделирования схемы двойного преобразования аналогового сигнала. Аналоговый сигнал с выхода функционального генератора XFG1 с помощью аналого-цифрового преобразователя U1 преобразуется в цифровой код, который через параллельный интерфейс считывается во внутреннюю память данных микроконтроллера U2 и далее, а также по параллельному интерфейсу подается на вход цифро-

аналогового преобразователя U3. Синхронный вывод аналоговых сигналов с входа АЦП и выхода ЦАП на осциллограф XSC1 позволяет проводить оценку статических и динамически характеристик преобразователей формы представления информации [2]. Для отображения результата преобразования в цифровом коде на входные и выходные шины микроконтроллера могут быть подключены индикаторы.



Моделирование схемы двойного преобразования аналогового сигнала

Цикл практических работ предполагается к внедрению в учебный процесс кафедры радиоэлектроники и информационно-измерительной техники для изучения дисциплин «Электропитание встроенных систем», «Микропроцессорные системы встроенных систем», «Преобразовательные устройства встроенных систем» и «Измерительные системы» в рамках бакалавриата, специалитета и магистратуры.

Литература

1. Магда Ю. С. Микроконтроллеры серии 8051: практический подход. М.: ДМК, 2008. 228 с.
2. Петровский В. В., Замалдинова Е. В. Лабораторный стенд оценки погрешностей характеристики преобразования АЦП // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 13-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2022. С. 513–515.

Малафеева А.А.
(Владимир, Владимирский филиал Российской академии
народного хозяйства и государственной службы
при Президенте Российской Федерации)

ЧЕЛОВЕЧЕСКИЙ ФАКТОР В УСЛОВИЯХ НОВОЙ ПРОМЫШЛЕННОЙ РЕВОЛЮЦИИ

Индустрия 4.0 – это новая концепция производства, включающая промышленную автоматизацию и интеграцию новых технологий с целью улучшения условий труда, повышения производительности и качества. Несмотря на качественные изменения технологий автоматизации люди остаются важной частью большинства систем. Во многих эргатических системах квалификация операторов является определяющим фактором эффективности технологического процесса [1, 2]. При этом решение проблем при масштабной автоматизации во многих случаях порождает новые проблемы, связанные с проявлениями человеческого фактора в новых условиях [3, 4]. К таким проблемам, требующим формирования новых подходов, относятся [4, 5]:

- изменение уровня доверия к автоматике. Уверенность в автоматике зависит от надежности систем, уровня взаимодействия человека и техники и опыта операторов. Деградация навыков операторов требует нахождения правильного баланса между человеческим контролем и автоматизацией для оптимизации производительности;

- новый принцип человеко-машинного взаимодействия – сотрудничество; от операторов требуется эффективное сотрудничество с системами искусственного интеллекта. Это предполагает понимание оптимального разделения задач между людьми и искусственным интеллектом;

- человеко-машинный интерфейс, обеспечивающий взаимное понимание человека и автоматики в системах, в частности, при принятии решений;

- новые задачи и методы обучения специалистов, связанные с тем, что возрастает потребность в специалистах широкого профиля с новыми навыками для анализа и понимания

инноваций, связанных, прежде всего, с информационными технологиями;

- психологические проблемы цифровизации: искусственный интеллект должен проектироваться на основе принципа человекоцентричности.

Знания, навыки и опыт работников облегчают понимание человеко-машинного интерфейса, что повышает эффективность и результативность всей системы. Человеческий капитал становится основным ресурсом для решения проблемы цифровизации на всех уровнях:

- прогнозирование и продвижение изменений: способность решения сложных проблем и критическое мышление помогают организациям быстро адаптироваться к изменениям в перспективе;

- интеллектуальный анализ и обработка данных дает возможность превратить их в стратегические бизнес-предложения;

- значение человеческого фактора становится выше технологий.

Литература

1. Квалификация персонала как инструмент в повышении эффективности эксплуатации карьерных экскаваторов / *А. А. Абдрахманов* [и др.] // *Современные наукоемкие технологии*. 2015. № 12. С. 193–198.

2. *Малафеев С. И., Малафеева А. А.* Человек и автоматика: конкуренция или взаимодействие? // *Автоматизация в промышленности*. 2014. № 12. С. 8–10.

3. *Bainbridge L.* Ironies of Automation. *Automatica*. 1983, 19 (6): 775–779. doi:10.1016/0005-1098(83)90046-8

4. *Guastello S. J.* Human factors Engineering and ergonomics. A Systems Approach. CRC Press, 2014. 482 p.

5. *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.

ВНЕДРЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БИБЛИОТЕКИ OPENCV В СИСТЕМУ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ

Компьютерное зрение, отличающееся возможностью слежения и анализа за объектом в режиме реального времени, чаще всего используется в таких областях, где присутствие человека затруднительно или невозможно, а также где требуется выполнять такие функции как слежение или навигация. В предлагаемой работе рассматривается код на Python, используемый для нахождения внешних дефектов и определения размеров объекта, реализованный в PyCharm с использованием OpenCV. Основные команды для кода из библиотеки OpenCV приведены в таблице.

Основные команды библиотеки OpenCV

<code>image = cv2.imread</code>	Служит для загрузки изображения
<code>blurred_image = cv2.GaussianBlur</code>	Служит для уменьшения шумов путем размытия изображений с помощью фильтра Гаусса
<code>canny_edges = cv2.Canny</code>	Использует алгоритм Кэнни для определения краев изображений.
<code>area = cv2.contourArea</code>	Нужен для нахождения Площади
<code>cv2.drawContours</code>	Служит для выделения контуров изображения
<code>cv2.imshow</code>	Визуализация результата

Для уменьшения шумов будем использовать функцию Гаусса для двух измерений, она представляет собой произведение двух функций Гаусса для одного измерения и имеет вид

$$G(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}},$$

где x, y – координаты точки; σ – среднеквадратическое отклонение нормального распределения.

В PyCharm, на основе функций библиотеки OpenCV, был составлен код для определения контуров и размеров объекта (рисунок)

```
1 import cv2
2 import numpy as np
3
4 # Загрузить изображение шоколадного батончика
5 image = cv2.imread('chocolate_bar3.jpg')
6
7 # Преобразовать изображение в черно-белое
8 gray_image = cv2.cvtColor(image, cv2.COLOR_BGR2GRAY)
9
10 # Размыть изображение для уменьшения шума
11 blurred_image = cv2.GaussianBlur(gray_image, ksize=(5, 5), sigmaX=0)
12
13 # Обнаружить края изображения
14 canny_edges = cv2.Canny(blurred_image, 50, 150)
15
16 # Найти контуры на изображении
17 contours, _ = cv2.findContours(canny_edges, cv2.RETR_EXTERNAL, cv2.CHAIN_APPROX_SIMPLE)
18
19 # Пройтись по каждому контуру
20 for contour in contours:
21     # Определить площадь контура
22     area = cv2.contourArea(contour)
23
24     # Если площадь контура больше 100 пикселей, это может быть дефект
25     if area > 20000:
26         # Выделить контур на изображении
27         cv2.drawContours(image, contours=[contour], -1, color=(0, 0, 255), thickness=2)
28
29 # Визуализировать результат
30 cv2.imshow('Chocolate Bar with Defects', image)
31 cv2.waitKey(0)
32
```

Код для определения контуров и размера объекта

Литература

1. *Richard Szeliski*. Computer Vision: Algorithms and Applications. Springer, 2010. https://www.cs.ccu.edu.tw/~damon/tmp/SzeliskiBook_20100903_draft.pdf

2. A Survey of Deep Learning-based Object Detection / L. Jiao [et al.] // IEEE Access, Vol. 7. 2019. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2939201> (дата обращения 01.04.2024).

Виноградова Е.В., Рахимов В.Ш.
(Владимир, ВлГУ)

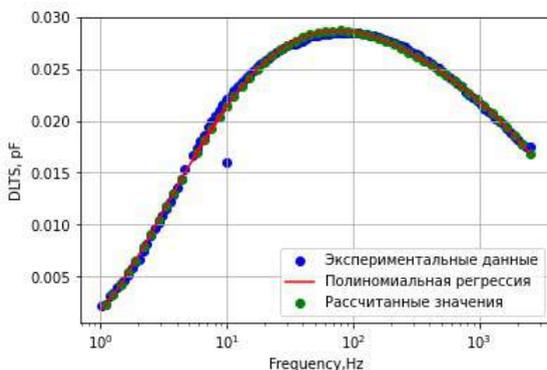
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ PYTHON В КАЧЕСТВЕ ИНСТРУМЕНТА СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ АНАЛИТИЧЕСКИХ НАВЫКОВ СТУДЕНТОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СПЕЦИАЛЬНОСТЕЙ

На сегодняшний день все чаще встречается высокоуровневый язык программирования Python, характеризующийся простым и понятным синтаксисом, а также обширной стандартной библиотекой, которая содержит множество готовых функций и модулей для решения различных задач.

Среда программирования Python является хорошим инструментом для совершенствования аналитических навыков студентов электротехнических специальностей, поскольку предлагает большой набор библиотек для анализа данных, таких как: Pandas, NumPy и SciPy. С их помощью студенты могут импортировать, обработать и визуализировать данные из реальных исследований или экспериментов, что позволяет им на практике применить математические и статистические методы, изучаемые на лекциях. Библиотеки: Matplotlib и SimPy могут быть использованы для построения моделей и симуляций, чтобы изучить электрические цепи, схемы и системы управления. Библиотеки: PyQt или Tkinter используются студентами для разработки интерактивных приложений для контроля и визуализации систем электротехники. Язык программирования Python также позволяет студентам автоматизировать повторяющиеся задачи и обработку данных. Например, они могут написать скрипты для автоматического сбора данных с датчиков или устройств, анализа результатов экспериментов и генерации отчетов, что, в свою очередь, позволяет экономить время и улучшать эффективность своей работы [Лит.].

Одним из примеров успешного использования языка программирования Python в совершенствовании аналитических навыков студентов электротехнических специальностей является программная обработка параметров сигналов релаксации емкости полупроводниковых микросхем. В результате освоения

дисциплины: «Методы и средства испытаний электронных компонентов» студенты кафедры электроники, приборостроения и биотехнических систем получили навыки испытаний микросхем с помощью метода емкостной релаксационной спектроскопии глубоких уровней (ЕРСГУ), являющегося альтернативным методом отбраковки потенциально ненадежных изделий, а также научились проводить программную обработку параметров сигналов релаксации емкости полупроводниковых микросхем в среде программирования Python. На рисунке представлен обработанный студентами в среде Python частотный скан образца интегральной микросхемы ИС IN74VHC02D.



Частотный скан образца №1 интегральной микросхемы ИС IN74VHC02D

В целом использование среды программирования Python предоставляет студентам электротехнических специальностей возможность для развития и совершенствования их аналитических навыков.

Литература

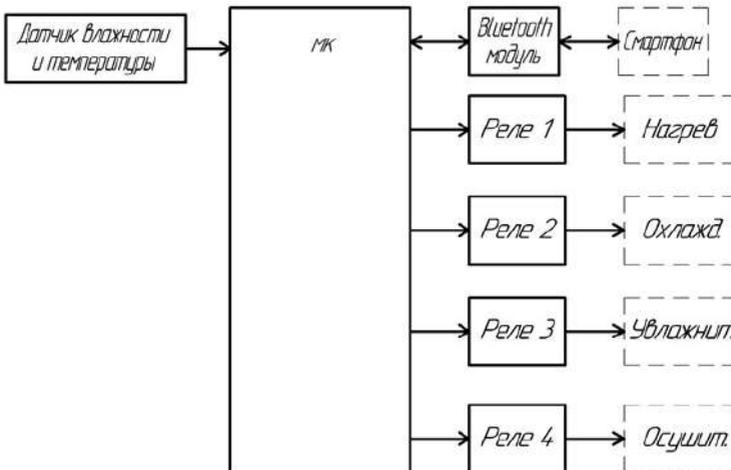
Полищук В. Ю., Иванова Ю. А., Попова Е. С. Программирование на Python: учеб.-метод. пособие. Томск: Изд-во Томского политехнического ун-та, 2023. 74 с.

УСТРОЙСТВО КЛИМАТ-КОНТРОЛЯ ДЛЯ ТЕПЛИЦЫ

Одним из актуальных направлений современной промышленной электроники является автоматизация различных областей человеческой деятельности [1]. Так, например, на экономических субъектах аграрно-промышленного комплекса одним из актуальных направлений является применение устройств климат-контроля для теплицы [2].

Целью настоящего исследования является разработка устройства климат-контроля для теплицы. Актуальность исследования обусловлена востребованностью на рынке электронных устройств такими девайсами климат-контроля, которые можно было бы применять в системах домашней автоматизации, при этом беспроводной интерфейс предоставляет такую возможность.

Структурная схема устройства представлена на рисунке.



Структурная схема устройства

Для мониторинга параметров влажности и температуры предлагается использование датчика влажности и температуры (например, ДНТ-22). Для контроля параметров микроклимата необходимо использование внешних по отношению к предлагаемому устройству узлов управления (нагреватель, охладитель, увлажнитель, осушитель), которые включаются при подаче на них сетевого напряжения переменного тока 230 В. Поскольку включение/выключение данных устройств происходит методом наброса/сброса питающего напряжения, то необходимо использование электронных ключей, наиболее простыми из которых являются электромагнитные реле, позволяющие коммутировать как нагрузку переменного, так и нагрузку постоянного тока.

Для организации взаимодействия по беспроводному интерфейсу предлагается использовать Bluetooth модуль, являющийся преобразователем проводного последовательного интерфейса UART (распространен в подавляющем большинстве микроконтроллеров и цифровых систем) в беспроводной Bluetooth (наиболее простой интерфейс с точки зрения организации собственных протоколов и кодограмм взаимодействия).

За мониторинг и контроль параметров микроклимата отвечает микроконтроллер, который получает требуемые пороговые значения влажности и температуры по беспроводному интерфейсу от смартфона.

Таким образом, было предложено устройство климат-контроля для теплицы, представленное соответствующей структурной схемой.

Литература

1. *Смирнов Ю. А.* Технические средства автоматизации и управления: учеб. пособие для вузов. СПб.: Лань, 2021. 456 с.

2. *Музипов Х. Н., Кузяков О. Н.* Микроэлектронные датчики и оптические средства контроля: учеб. пособие. Тюмень: ТюмГНГУ, 2013. 202 с.

Зайнуллин Д.Р.
(Казань, ФГБОУ ВО «КГЭУ»)

РАЗВИТИЕ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ РОССИИ

В период с 1950-х по 1980-е годы произошел значительный скачок в развитии релейной защиты в электроэнергетической системе России. Были разработаны новые типы реле и средства защиты, возросло количество защищаемых объектов, а также улучшились точность и надежность работы релейной защиты.

Развитие релейной защиты в электроэнергетической системе России сейчас продолжается активно и сопровождается внедрением современных технологий и технических решений. Одной из основных тенденций является переход от традиционной аналоговой релейной защиты к цифровым системам защиты и автоматики. Они обладают более широкими функциональными возможностями (определение и классификация аномалий в работе системы, оптимизация схемы защиты в режиме реального времени). Также современные системы поддерживают мониторинг состояния и диагностику оборудования, что позволяет предупреждать возможные отказы и проводить своевременное техническое обслуживание.

Есть ряд проблем и вызовов, которые ограничивают процесс развития релейной защиты в электроэнергетической системе России [1].

Первая проблема связана с возрастом и износом существующих систем релейной защиты. Многие компоненты и аппаратные средства техники устарели и требуют замены или модернизации. Это создает проблемы с надежностью и эффективностью работы системы.

Вторая проблема касается уровня квалификации и образования специалистов в области релейной защиты. Для разработки, внедрения и обслуживания современных систем релейной защиты требуется высокая квалификация и актуальные знания. Недостаток таких специалистов может замедлить процесс развития.

Третья проблема заключается в необходимости согласования и координации работы различных участков электроэнергетической системы. Релейные защитные устройства должны функционировать в согласованном режиме, чтобы обеспечить быстрое и эффективное вмешательство при возникновении аварийных ситуаций.

Развитие релейной защиты обусловлено необходимостью обеспечения безопасности и надежности работы электроустановок. Технологические инновации в данной области существенно улучшают возможности системы релейной защиты, позволяя оперативно и точно реагировать на возникновение аварийных ситуаций.

Одной из перспективных технологий является использование цифровых релейных защитных устройств, которые обладают более широкими функциональными возможностями и лучшей точностью срабатывания. Другой важной инновацией является внедрение системы дистанционного управления и мониторинга релейной защиты. Это позволяет оперативно получать информацию о состоянии и работе защитных устройств на удаленных объектах и управлять ими без прямого вмешательства.

Также значительное внимание уделяется разработке и внедрению автоматических систем анализа и предсказания состояния электроустановок. Эти системы позволяют определить вероятность возникновения аварийных ситуаций и предотвратить их возникновение, а также оптимизировать режим работы системы релейной защиты [2].

Литература

1. *Надеин В. Ф., Петухов С. В., Радюшин В. В.* Релейная защита и автоматика в системах электроснабжения: учеб. пособие. Архангельск: Изд-во САФУ, 2015. 98 с.

2. Особенности и проблемы проектирования микропроцессорных систем управления, автоматике и защиты электроэнергетических систем / Н. А. Агафонов [и др.] // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2019. № 3 (51). С. 69–78.

РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА: ПРОБЛЕМЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ

Релейная защита – это система, предназначенная для автоматического отключения электроустановок при возникновении неисправностей или аварийных ситуаций. Ее основной задачей является предотвращение повреждений оборудования, сохранение нормального режима работы электрической сети и защита персонала от опасных условий. Однако на практике часто возникают проблемы, связанные с ложными срабатываниями или неправильной работой реле, что может приводить к серьезным последствиям.

Одной из главных проблем является недостаточная точность и надежность работы реле, что может привести к ложным или пропущенным срабатываниям. Другой проблемой является отсутствие возможности адаптировать релейные системы под изменяющиеся условия, такие как вступление в силу новых нормативных актов или изменение конфигурации сети [1]. Такие системы становятся устаревшими и неспособными решить новые вызовы современности. Для решения этих проблем требуется разработка и внедрение новых технологий, которые обеспечат точность и надежность работы релейных систем, а также их гибкую настройку под современные требования. Это позволит обеспечить эффективную защиту электрических сетей и предотвратить возможные аварии.

Одним из инновационных методов является использование цифровых релейных устройств (ЦРУ). Они обладают высокой точностью и быстродействием, обеспечивают возможность программирования и настройки параметров защиты. ЦРУ позволяют улучшить обнаружение и классификацию нештатных ситуаций, а также снизить ложные срабатывания.

Другим инновационным подходом является применение искусственного интеллекта (ИИ) в релейной защите. ИИ может анализировать огромные объемы данных и выявлять скрытые закономерности, что способствует более точному определению и диагностированию неисправностей. Это позволяет оперативно

реагировать на аварийные ситуации и улучшать эффективность работы системы.

Многие компании и ученые уже работают над разработкой и внедрением автоматической защиты на основе искусственного интеллекта. Такие системы могут анализировать большие объемы данных и принимать экстренные меры для предотвращения аварийных ситуаций.

Кроме того, развитие коммуникационных технологий, таких как интернет вещей (IoT) и облачные вычисления, также создает новые возможности для релейной защиты. Эти технологии позволяют оперативно собирать, передавать и анализировать данные с удаленных объектов, что позволяет повысить скорость и точность реакции системы на возникающие события.

Литература

1. *Реймер В. В., Косарева Ю. И.* Перспективы развития релейной защиты // Совершенствование инженерно-технического обеспечения технологических процессов в АПК: материалы Междунар. науч.-практ. конф. Оренбург: Издательский центр ОГАУ, 2015. С. 222–224.

2. *Ушаков Ю. А., Петров А. С., Бородина И. А.* Перспективы применения гибридных систем электроснабжения на базе альтернативных источников энергии // Совершенствование инженерно-технического обеспечения технологических процессов в АПК: материалы Междунар. науч.-практ. конф. Оренбург: Издательский центр ОГАУ, 2017. С. 105–110.

Спиридонова А.С.
(Чебоксары, ЧГУ)

ПРЕИМУЩЕСТВА И НЕДОСТАТКИ БЕСКОЛЛЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Бесщеточный двигатель, обычно называемый BLDC (бесщеточный постоянный ток), выделяется в мире электродвигателей своей уникальной конструкцией и эксплуатационной эффективностью. В отличие от традиционных коллекторных двигателей, в которых для создания движения используются физи-

ческие щетки и коммутатор, в бесщеточных двигателях этот механический контакт исключается за счет использования электронного контроллера для распределения тока. Это фундаментальное различие не только знаменует собой значительный скачок в работе электродвигателей, но и открывает новую сферу возможностей с точки зрения производительности и применения [Лит.].

По своей сути бесщеточный двигатель состоит из ротора с постоянными магнитами, создающего постоянное магнитное поле, и статора, намотанного медной проволокой, образующей электромагнитные полюса. Электронный контроллер играет решающую роль в этой установке, точно регулируя ток в катушках статора для создания вращающегося магнитного поля. Это взаимодействие между электромагнитным полем статора и постоянными магнитами ротора приводит к вращению двигателя. Отсутствие щеток обеспечивает более чистую и эффективную работу, что делает бесщеточные двигатели предпочтительным выбором для широкого спектра применений: от небольшой бытовой техники до крупного промышленного оборудования.

Преимущества бесщеточных двигателей

Бесщеточные двигатели обладают более высокой эффективностью по сравнению со своими коллекторными аналогами. Во многом это связано с устранением типичных для коллекторных двигателей трения и перепадов напряжения, что, в свою очередь, снижает тепловыделение и потери энергии.

Без физического износа щеток и коммутаторов бесщеточные двигатели обеспечивают значительно более длительный срок службы. Снижается потребность в техническом обслуживании, что приводит к снижению долгосрочных затрат и сокращению времени простоя на ремонт.

Двигатели BLDC обеспечивают лучшие скоростные механические характеристики, более широкий диапазон скоростей и более точное управление в широком диапазоне скоростей. Их способность работать на более высоких скоростях без ущерба для КПД и долговечности делает их идеальными для ряда приложений.

Бесщеточные двигатели работают значительно тише благодаря отсутствию искрения и трения щеток. Эта особенность в

сочетании с надежностью делает их подходящими для чувствительных к шуму сред, таких как медицинское оборудование или жилые помещения.

Недостатки бесщеточных двигателей

Первоначальная стоимость бесщеточных двигателей может быть выше, чем у коллекторных, из-за сложности их конструкции и необходимости электронного регулятора. Однако это часто компенсируется их более длительным сроком службы и меньшими затратами на техническое обслуживание.

Требование к электронному регулятору скорости (ESC) усложняет конструкцию и эксплуатацию бесщеточных двигателей. Это требует определенного уровня технических знаний для установки и устранения неисправностей.

Литература

Андреев А. Д. Электронная система управления бесколлекторного двигателя постоянного тока // *Инновационные технологии управления и права.* 2020. № 3(29). С. 42–46.

Спиридонова А.С.
(Чебоксары, ЧГУ)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ БЕСКОЛЛЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В БЕСПИЛОТНЫХ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

В настоящее время во многих системах управления движением используются двигатели постоянного тока с постоянными магнитами. Поскольку системы управления с использованием двигателей постоянного тока проще реализовать, чем с двигателями переменного тока, они часто используются, когда необходимо регулировать скорость, крутящий момент или положение.

Существует два типа широко используемых двигателей постоянного тока: коллекторные двигатели и бесщеточные двигатели (или двигатели BLCD). Коллекторные двигатели постоянного тока имеют щетки, которые используются для переключения двигателя и его вращения. Бесщеточные двигатели заменя-

ют функцию механической коммутации электронным управлением.

Бесщеточный двигатель постоянного тока, иногда называемый BLDC, обеспечивает хорошую энергоэффективность, срок службы и такие эксплуатационные показатели, как ускорение и снижение вибрации.

Бесщеточный двигатель работает аналогично коллекторному двигателю постоянного тока, но имеет несколько важных отличий. У него все еще есть обмотки (медные провода), которые заряжаются электрическим током и создают электромагнитные поля, которые отталкивают постоянные магниты для создания механической энергии. Разница в том, что вместо обмоток, установленных на коммутаторе и вращающихся, вращаются постоянные магниты и внешний корпус.

Ток, протекающий по обмоткам, создает электромагнитное поле, которое воздействует на постоянные магниты. Поскольку нет прерывания подачи электроэнергии на обмотки (обычно три фазы или наборы проводов), бесщеточные двигатели уменьшают трение, выделение тепла, исключается электрическая дуга, шум и вибрация (рисунок).

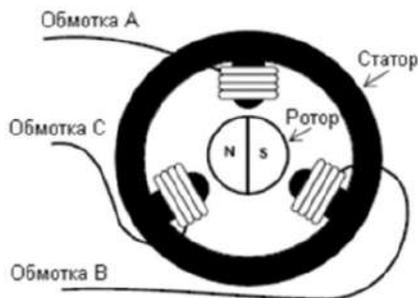


Рис. 1. Бесколлекторный двигатель

Эффективное регулирование скорости бесщеточных двигателей – сложная задача, которая успешно решается с помощью электронных регуляторов скорости, таких как ESC. Регулируя электрический ток, поступающий в двигатели постоянного тока,

регуляторы ESC обеспечивают плавное изменение скорости вращения. Это, в свою очередь, позволяет точно регулировать мощность и скорость беспилотных летательных аппаратов (БПЛА).

Бесколлекторные двигатели играют важную роль для беспилотных авиационных систем, обеспечивая мощность и скорость в полете. Преимущества использования электронных регуляторов скорости ESC (Electronic Speed Control): эффективное управление скоростью бесколлекторных двигателей, повышение эффективности и увеличение срока службы двигателей [1, 2].

Литература

1. *Штаев Д. В.* Анализ технологии управления беспилотными летательными аппаратами. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/analiztehnologii-upravleniya-bespilotnyimiletatelnymi-apparatami> (дата обращения: 13.04.2024).

2. *Уразбахтин Р. Р.* Двигатели для беспилотных летательных аппаратов. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/dvigateli-dlya-bespilotnyh-letatelnyh-apparatov> (дата обращения: 13.04.2024).

Данченков В.А.
(Смоленск, филиал НИУ «МЭИ»)

ОПИСАНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ ЭЛЕКТРОННОЙ СЕЙФ-ГОЛОВОЛОМКИ

В последнее время головоломки пользуются большой популярностью. Ведь они сочетают в себе увлекательный процесс решения разных задач, способствуют развитию логического, образного и стратегического, пространственного мышления. С развитием современных технологий в головоломки может быть интегрирована электроника. С помощью электронных модулей можно обеспечить подсчет очков, отсчет времени, световую индикацию и более интересные варианты решения задач. Такую

головоломку можно реализовать в виде электронного сейфа (рисунки). Это может представлять интеллектуальный вызов для игрока, который любит решать нестандартные задачи.



Пример реализации

Устройство по задумке представляет собой ящик с дверцей, открывающейся в результате последовательного решения семи головоломок. Решение задач представляет собой подбор кода, поиск правильной последовательности ключа, расчет сопротивления, нажатие кнопок в правильной последовательности, установку правильного положения потенциометра, поиск механического ключа и открытие дверцы. Только после решения одной головоломки, можно перейти к другой. Информация о времени, оставшемся для прохождения всей цепочки головоломок, и другие подсказки выводятся на OLED-дисплей. Реализовано звуковое сопровождение при решении с помощью динамика. Начало и конец решения головоломки будут сопровождаться звуковым оповещением. Отладочная плата отслеживает, доступную ли

головоломку решает пользователь, а также правильность его действий, выдавая соответствующие подсказки. При неправильном решении некоторых заданий предусмотрен штраф ко времени, о котором игрок узнает по звуковому оповещению или подсказке на экране. После правильного решения время останавливается и открывается дверь сейфа, за которой лежит маленький подарок для игрока. При отключении питания произойдет сброс прогресса пользователя.

На первом этапе разработки была построена функциональная схема проекта (рис. 2).

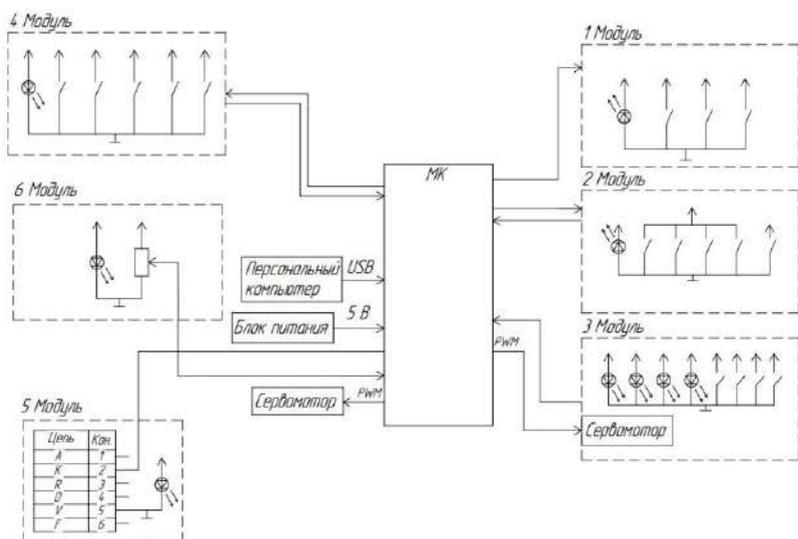


Рис. 2. Функциональная схема

Для реализации проекта выбрана плата Arduino MEGA (рис. 3, а) на основе микроконтроллера ATmega2560. Она выбрана из-за ее доступности, большого количества пинов ввода-вывода и простоты разработки. Сервомоторы SG90 (рис. 3, б) выбраны, так как обеспечивают достаточное усилие для реализации замков в модулях. Светодиоды красного и зеленого цветов, OLED-дисплей с контроллером SSD1116 (рис. 3, в), MP3

модуль DFPlayer Mini с SD-картой, которая будет хранить аудиофайлы. Также были использованы тактовые кнопки. В проекте используется питание 5 В.

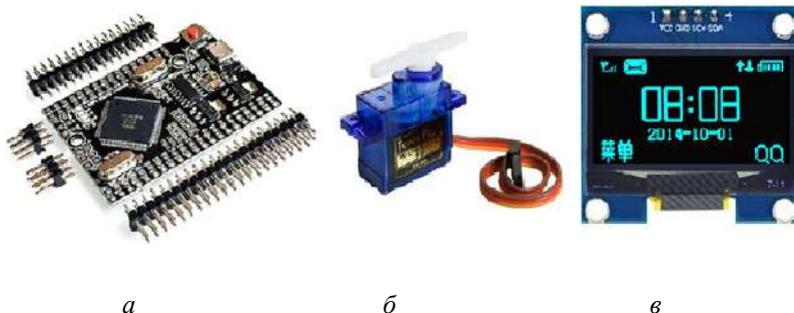


Рис. 3. Выбранные элементы: *а* – контроллер Arduino MEGA; *б* – сервомотор SG90; *в* – OLED-дисплей

Таким образом, была разработана функциональная схема устройства. На следующих этапах планируется создать принципиальную схему, развести печатную плату для соединения модулей, собрать и протестировать готовое устройство.

Литература

1. *Хоровиц П., Хилл У.* X80 Искусство схемотехники: В 3-х томах: Т. 1; пер. с англ. 4-е изд. перераб. и доп. М.: Мир, 1993. 413 с. [Электронный ресурс]. Режим доступа: kaf70.merphi.ru (дата обращения: 19.03.2024).

2. *Амелина М. А., Троцкий Ю. В.* Программирование микроконтроллеров семейства AVR в устройствах промышленной электроники на языке Си. Лабораторный практикум в 2-х ч. по курсу «Основы микропроцессорной техники». Ч. 1: практикум Смоленск: РИО филиала МЭИ в г. Смоленске, 2015. 56 с. [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.eimnt.ru (дата обращения: 19.03.2024).

3. *Петин В. А.* Проекты с использованием контроллера Arduino. СПб.: БХВ-Петербург, 2016. 464 с.

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АДРЕСНЫМИ СВЕТОДИОДНЫМИ ЛЕНТАМИ

Микропроцессорное управление адресными светодиодными лентами представляет собой не только современный и удобный метод управления освещением, но и открывает целый спектр возможностей для творческих проектов и автоматизации [1]. Благодаря адресуемым светодиодным лентам и микропроцессорному управлению можно точно управлять яркостью, цветом и другими параметрами каждого светодиода в ленте, создавая разнообразные динамические эффекты и анимации. Микропроцессорное управление позволяет программировать различные режимы работы, переключаться между ними, создавать плавные переходы и комбинировать различные цвета и эффекты под нужды конкретного проекта.

Возможности современных микроконтроллеров позволяют реализовать умное освещение на основе адресных светодиодных лент, что позволяет создавать динамические сценарии освещения, реагирующие на изменения в окружающей обстановке или управляемые смарт-устройствами. Микропроцессорное управление позволяет оптимизировать потребление энергии светодиодами, что делает систему более эффективной с точки зрения энергопотребления [2–5].

Нами разработан опытный образец для управления адресной светодиодной лентой на 8-ми разрядном микроконтроллере Atmega328. Реализованы различные динамические и креативные режимы освещения, которые позволяют с высокой точностью контролировать и анализировать каждый светодиод на ленте по отдельности, задавая различные цвета, яркость и состояния [6].

Эффективное управление адресной светодиодной лентой требует точной обработки управляющих сигналов и регулярного питания через зарядное устройство, которое является неотъемлемым элементом для поддержания стабильной работы всей системы освещения. Благодаря возможностям программирования микроконтроллеров, можно легко создавать разнообразные

анимации, переходы цветов, мигание и другие эффекты на адресных светодиодных лентах, что придает освещению живой и динамичный характер [7].

Микропроцессорное управление легко интегрируется с умными системами домашней автоматизации, что позволяет управлять освещением с помощью голосовых команд, мобильных устройств или автоматических сценариев. С помощью микропроцессорного управления можно создавать различные сценарии освещения для разных событий или настроений, например, вечеринок, релаксации, праздников и т.д.

Литература

1. Светильник светодиодный промышленный / Р. Х. Тукшаитов [и др.]. Патент на полезную модель RU 127170 U1, 20.04.2013. Заявка № 2012150711/07 от 26.11.20121.

2. Гусев Ю. М., Гусев В. Г. Электроника и микропроцессорная техника (для бакалавров). М.: КноРус. 2024. 1247 с.

3. Об обеспечении теплового режима светодиодного источника света / Р. Р. Шириев [и др.] // Известия вузов. Проблемы энергетики. 2022. Т. 24 № 3. С. 112–120.

4. Источники питания для светодиодных лент и мощных светодиодов. Справочник Alright catalog IP 2011 [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.alright.ru (дата обращения 10.04.2024).

5. Астапенко Э. С., Деренок А. Н. Полупроводниковые приборы и их применение: учеб. пособие. Томск. Лань. 2021. 58 с.

6. Байнева И. И. Расчет и конструирование световых приборов со светодиодами: учеб. пособие. Саранск: Лань. 2019. 120 с.

7. Разработка отладочного комплекса для проектирования систем управления на микроконтроллере / Л. В. Ахметвалеева [и др.] // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та. 2018. С. 460–462.

СОДЕРЖАНИЕ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И КОМПЛЕКСЫ ПРОГРАММ.....	3
<i>Гольшиев Н.В., Моторин С.В., Гольшиев Д.Н.</i> Методика решения обратной задачи расчета экранов	3
<i>Евдокимов Ю.К., Фадеева Л.Ю., Гайнуллин Р.А.</i> Математическая модель двумерных фрактальных случайных процессов и полей.....	8
<i>Евдокимов Ю.К., Фадеева Л.Ю., Валиуллин Б.И.</i> Спектральный метод оценки фрактальных характеристик двумерных случайных полей.....	10
<i>Якимов Р.А., Евдокимов Ю.К., Глебов Г.А.</i> Стенд для исследования процессов электризации при протекании диэлектрических жидкостей в высокоэнергетических установках.....	12
<i>Аккад А.Ф., Соснина Е.Н., Эрдили Н.И., Гусев Д.А.</i> Исследование эффективности применения D–STATCOM с регулятором на нечеткой логике	14
<i>Евдокимов Ю.К., Шафигуллин И.Д.</i> Частотные характеристики преобразования планарных электродных систем	17
<i>Афанасьев А.А., Генин В.С., Васильева Л.Н., Иванова Н.Н.</i> Исследование электромагнитных и функциональных свойств вентильного двигателя	21
<i>Чумаров С.Г.</i> Прототипирование пикосоты стандарта 5G на программно-определяемом радио	23
<i>Коньков К.В.</i> Оценка погрешности измерений электрохимического импедансного спектра	25
<i>Енишиев Р.Р.</i> Измерение поляризационной и релаксационной характеристик топливного элемента с помощью потенциостата-гальваностата Р-20Х.....	28
<i>Арсланов А.Д., Кашаев Р.С., Козелков О.В.</i> Контроль характеристик нефти в системе управления проточного ПМР-анализатора.....	30
<i>Митрофанов О.Н., Аркадьев В.В., Иванова С.П.</i> Моделирование электромагнита с поворотным якорем в программном комплексе ANSYS WORKBENCH	32
<i>Васильева Л.А., Андреев В.В.</i> Электрическая модель однородного диэлектрического барьерного разряда в воздухе.....	36
<i>Филатов М.А.</i> Актуальность проектирования контроллера генераторного двигателя внутреннего сгорания в беспилотном летательном аппарате	38

<i>Филатов М.А.</i> Основные функции контроллера генераторного двигателя внутреннего сгорания в беспилотном летательном аппарате	40
<i>Филатов М.А.</i> Структурная схема контроллера генераторного двигателя внутреннего сгорания в беспилотном летательном аппарате	42
<i>Филатов М.А.</i> Функциональная схема контроллера генераторного двигателя внутреннего сгорания в беспилотном летательном аппарате	44
<i>Могомедов М.М.</i> Автоматизированная система измерения электрических флуктуационных процессов электрохимических систем	46
<i>Михайлова В.А.</i> Метод расчета просветляющих покрытий с использованием программы OPTILAYER.....	48
<i>Александров Н.М., Хренников А.Ю., Михайлов К.С., Михайлов С.А.</i> Интеллектуальная система распознавания образов поврежденных силовых трансформаторов	52

СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ 55

<i>Алифов А.А.</i> Параметрические и вынужденные колебания при нелинейном параметрическом воздействии и запаздывающей упругости.....	55
<i>Алифов А.А.</i> Взаимодействие вынужденных и нелинейно возбуждаемых параметрических колебаний при запаздывании в демпфировании	57
<i>Карпов А.М., Белодед Н.М.</i> Синтез регулятора скорости вращения двигателя постоянного тока малой мощности	59
<i>Кутдусов И.М., Шарифуллин Т.Б., Афанасьев В.В., Хакимов Р.Р.</i> Цифровая корреляционная обработка сигналов радиоэлектронной системы TSUCS с хаотической динамикой.....	61
<i>Афанасьев В.В., Шарифуллин Т.Б., Хакимов Р.Р., Кутдусов И.М.</i> Генерация псевдослучайных сигналов управляемыми дискретно-нелинейными системами JERK и TSUCS.....	63
<i>Шарифуллин Т.Б., Афанасьев В.В., Кутдусов И.М., Хакимов Р.Р.</i> Влияние управляющих воздействий на пик-факторы маскирующих сигналов модифицированной дискретно-нелинейной TSUCS системы	65
<i>Попов М.Г., Зыков В.Е.</i> Автоматизация формирования математических моделей для развития методов исследования статической устойчивости	67

СИСТЕМЫ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ.....	72
<i>Белов Г.А., Малинин Г.В.</i> Временной анализ преобразователя типа LCC в режиме непрерывного тока	72
<i>Белов Г.А., Малинин Г.В., Семенов Д.А.</i> О применении траекторий на плоскости состояний для оптимального пуска резонансного преобразователя типа LCC	86
<i>Белов Г.А., Мещеряков П.В., Семенов Д.А.</i> Автоколебательные инверторы напряжения с гистерезисным компаратором	94
<i>Андрянов А.И.</i> Исследование частотных характеристик преобразователей постоянного напряжения с управлением нелинейными динамическими процессами	99
<i>Андрянов А.И., Баранчиков М.В.</i> Математическая модель двухзвенного преобразователя напряжения.....	101
<i>Малинин Г.В., Плотников А.А.</i> Обратногоходовой преобразователь с синхронным переключением	103
<i>Лазарева Н.М., Гусарова А.Е.</i> Имитационное моделирование режимов работы резонансного полумостового LLC-конвертора.....	107
<i>Беспалов Н.Н., Горячкин Ю.В., Панькин К.Ю.</i> Разработка модуля для измерения электрических параметров силовых диодов с использованием ПЛИС	112
<i>Демкин П.М., Беспалов Н.Н.</i> О производственной диагностике цифровых интегральных микросхем.....	114
<i>Чичков А.Е., Киселев М.Г.</i> Анализ эффективности H-мостового инвертора в качестве преобразователя сетевого регулятора	116
<i>Самсонов А.И.</i> Обзор технологий флеш-памяти.....	118
<i>Фирсов М.Н.</i> Гиростабилизированная платформа для входного контроля параметров оптических датчиков	126
<i>Соинский А.А.</i> Перспективы применения звука в современных системах домашней автоматизации	129
<i>Быков К.В.</i> Выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности для источника бесперебойного питания	133
<i>Картавый Е.С.</i> Стенд проверки системы воздушных сигналов беспилотного воздушного судна	135
<i>Рупшиц Д.А.</i> Структура гитарного перегруза	137

СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДА..... 142

Охоткин Г.П., Потапов А.Г. Интеллектуальная система управления промышленным роботом-манипулятором для дефектоскопии металла 142

Охоткин Г.П., Васильева Л.Н., Портнов М.С. Имитационная модель нерегулируемого асинхронного электропривода 145

Охоткин Г.П., Портнов М.С., Васильева Л.Н. Моделирование абстрактного автомата управления реверсивным приводом в среде SIMULINK..... 150

Охоткин Г.П., Портнов М.С., Васильева Л.Н. Моделирование абстрактного автомата в среде SIMINTECH..... 153

Охоткин Г.П., Васильева Л.Н., Портнов М.С. Моделирование системы управления асинхронным электродвигателем с использованием SIMULINK и OPC сервера CODESYS 155

Васильева Л.Н., Охоткин Г.П., Портнов М.С. Подключение ПЛК к SCADA-системе TRACE MODE с использованием OPC-сервера .. 157

Андрянов А.И., Ситников И.С. Цифровая система управления устройством плавного пуска асинхронного двигателя на базе микроконтроллера STM32F407 159

Котин Д.А., Сухинин С.Е. Синхронизация приводных барабанов многодвигательного конвейера 161

Волков В.В. Основные функции платы управления намотчика кабеля для беспилотного судна коптерного типа 163

Волков В.В. Структурная схема платы управления намотчика кабеля для беспилотного судна коптерного типа 165

Волков В.В. Структурная схема устройства измерения расстояния с цифровым выходом 167

Волков В.В. Актуальность проектирования платы управления намотчика кабеля для беспилотного судна коптерного типа 169

Сергеев А.Г., Селивестров Н.В. Особенности работы преобразователя частоты с шаровыми мельницами 170

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ
В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ, РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ
И ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ..... 175

Фадеева Л.Ю., Хуснутдинов М.В. Фильтрация L-марковского фрактального процесса с квазирациональным спектром..... 175

Потапов А.А. Фракталы и мультифракталы в действии..... 177

<i>Калашиников Д.С.</i> Система управления и контроля акустического линейного массива.....	187
<i>Шафигуллин Ин.Д., Фадеев В.А., Никишин Т.П., Корсукова К.А.</i> Методика исследования коэффициентов внутриканальных помех (ССИ) и помех смежных каналов (АСИ) стандарта IEEE 802.11N.....	189
<i>Чумаров С.Г., Семенов В.И., Шурбин А.К.</i> Проектирование цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой на основе вейвлет-преобразования	191
<i>Семенов В.И., Чумаров С.Г., Шурбин А.К.</i> Увеличение точности реконструкции сигналов конструированием вейвлетов с прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой.....	194
<i>Глебов Р.С., Магнитский В.А.</i> Применение непрерывного вейвлет-преобразования в задачах АСУ ТП	198
<i>Совин А.С., Прокопьев М.Н.</i> Моделирование помех в технологии BLUETOOTH LOW ENERGY	200
<i>Коришунов Р.М.</i> Структурная схема преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты	202
<i>Коришунов Р.М.</i> Функциональная схема преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты	204
<i>Коришунов Р.М.</i> Основные характеристики преобразователя интерфейсов с функцией криптографической защиты	206
<i>Амелин С.А., Чулков А.И.</i> Цифровая обработка сигнала в радиолокации	208
<i>Амелин С.А., Чулков А.И.</i> Методы пороговой обработки при цифровой обработке сигнала в радиолокации	210
<i>Амелин С.А., Чулков А.И.</i> Поиск центра масс при цифровой обработке сигнала в радиолокации	212
<i>Амелин С.А., Чулков А.И.</i> Формирование копий зондирующих сигналов для корреляции при цифровой обработке сигнала.....	214
<i>Амелин С.А., Чулков А.И.</i> Применение оконных функций при цифровой обработке сигнала в радиолокации	216

**УПРАВЛЕНИЕ И АВТОМАТИКА
В ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ.....** 219

<i>Голенищев-Кутузов А.В., Семенников А.В., Иванов Д.А.</i> Комплексная система мониторинга состояния высоковольтных линий электропередачи	219
<i>Денисов Е.С., Никишина Г.В., Шафигуллин Ин.Д.</i> Прогнозирование генерации электрической энергии ветрогенераторами на основе технологий интернета вещей.....	221

<i>Рябчицкий М.В., Крюков К.В., Воронцов К.К., Еркналиев Д.Р.</i> Разработка лабораторного стенда для исследования цифрового низковольтного комплектного устройства	223
<i>Белкин И.В.</i> Использование нейронной сети для повышения точности измерений параметров пьезоакселерометра на работающем оборудовании	225
<i>Минуллин Р.Г., Касимов В.А., Мустафин Р.Г., Гранская А.А.</i> Способы подключения аппаратуры локационного мониторинга к воздушным линиям электропередачи	232
<i>Чикин В.В., Салихов И.И.</i> Новые параметры оценки качества электроэнергии в системах электроснабжения потребителей с нелинейными нагрузками	236
<i>Карагодин В.В., Камчалов С.С., Рыбаков Д.В.</i> Способ структурно-параметрической оптимизации системы бесперебойного электроснабжения объектов космической инфраструктуры	238
<i>Карагодин В.В., Хомич И.В.</i> Автоматический регулятор возбуждения синхронного генератора с параметрической адаптацией	240
<i>Вяткина О.С.</i> Создание комплексных систем управления электроснабжением населенных пунктов	242
<i>Белкова Д.Н., Аносов В.Н.</i> Исследование модели активного силового фильтра для подавления субгармоник тока	245
<i>Кокорев А.А., Соснина Е.Н.</i> К вопросу мониторинга силовых трансформаторов 6–20 кВ с применением синхронизированных векторных измерений	247
<i>Конов И.А.</i> Применение температурного контроля в КРУ 6-35 кВ для автоматизированной системы управления технологическими процессами	250
<i>Дедулин А.В., Иксанова Р.Р.</i> Применение технологий искусственного интеллекта в электроэнергетике	252
<i>Белов С.И., Лештаев О.В.</i> Интеллектуальный анализ оптимизации работы микроэнергосистем в сельских электросетях	254
<i>Федоров Д.В., Андреев О.Н., Славутский А.Л.</i> Особенности переходного процесса при конечном времени срабатывания коммутационной аппаратуры	259
<i>Андреев О.Н., Славутский Л.А.</i> Аппарат искусственных нейронных сетей для электротехнических систем: краткая классификация задач	264
<i>Четвериков С.В.</i> Сторожевой таймер на базе десятичного счетчика для устройств с применением микроконтроллеров	270
<i>Алюнов А.Н.</i> Предиктивная аналитика состояния активных частей электрического оборудования	275

<i>Петриев С.К., Шихин В.А.</i> Распознавание критических событий в суточных профилях энергопотребления моделями глубокого обучения	277
<i>Коришунов Р.М.</i> Структурная схема устройства коммутации нагрузки переменного тока с беспроводным интерфейсом	279
<i>Михеев Г.М., Нигметзянов В.С., Петров Е.М.</i> К вопросу управления добротностью контура в адаптивных системах защиты сетей от замыканий на землю	281
<i>Афанасьев В.В., Краснов Е.В., Серебрянников А.В., Туманов Ю.А.</i> Управление оптимальным соотношением коэффициента избытка окислителя в водогрейных котлах-утилизаторах с дожиганием	284
<i>Маркевич М.В., Андреев В.В.</i> Анализ доминирующих частот, возбуждаемых вдоль железнодорожной линии движущимся поездом	287
<i>Синица М.К., Хренников А.Ю.</i> Алгоритмизация процесса расчета скорости старения изоляции трансформаторного маслонаполненного оборудования	289
<i>Гаврилов А.А., Казакова Е.Ю.</i> Разработка математической модели для проведения испытаний с применением программно-технического комплекса РЕТОМ	292
<i>Иванов И.П., Михайлов А.В., Васильев Е.Г.</i> Характерные признаки коммутационного аппарата с функциями измерений и мониторинга	295

РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА И АВТОМАТИКА

ЭНЕРГОСИСТЕМ	299
--------------------	-----

<i>Ефремов В.А., Петрушков М.Ю.</i> Проблемы защиты линий электропередачи с инверторными преобразователями	299
<i>Ефремов В.А., Смирнов С.Ю.</i> Разработка модели ветряных электроустановок для целей релейной защиты линий	301
<i>Ефремов В.А., Ефремов А.В.</i> Упрощенный расчет параметров нулевой последовательности для линий электропередачи	303
<i>Степанова Д.А., Антонов В.И., Иванов Н.Г., Солдатов А.В.</i> О преимуществах совместной обработки составляющих трехфазной электрической величины	306
<i>Шалимов А.С.</i> Анализ частотных свойств емкостных трансформаторов напряжения для динамических испытаний релейной защиты	311

<i>Рыжов Э.П., Смирнов Ю.Л., Степанов В.Э., Шалимов А.С.</i>	
Алгоритм определения задержки преобразования аналого-цифрового устройства сопряжения МЭК 61850-9-2	315
<i>Убасева М.В.</i> Алгоритмические модели с распределенной структурой для электрической сети	319
<i>Машанов Ф.А., Кочетов И.Д.</i> Сравнительный анализ цифровых фильтров, основанных на алгоритме двух выборок, преобразованиях Фурье и Хартли, для анализа цифровых каналов связи РЗА	322
<i>Куликов А.Л., Жафяров А.Р.</i> Разработка группового алгоритма при определении мест повреждений высоковольтных линий электропередачи	324
<i>Григорьев В.Г., Борисов Л.Ф.</i> Исследование флуктуации тока и напряжения электрической дуги низковольтной сети постоянного тока	328
<i>Егоров Г.В., Никонов И.Ю.</i> Моделирование релейной защиты блока генератор-трансформатор в программном комплексе MATLAB SIMULINK	332

НОВЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И ВЫСШЕЕ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЕ И ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ОБРАЗОВАНИЕ

334

<i>Ксенафонтова Т.А.</i> Возможности программы ELCUT в обучении студентов направления подготовки «Электроэнергетика и электротехника»	334
<i>Воронов П.Л., Афанасьева О.В.</i> Применение средств имитационного моделирования в процессе подготовки кадров для электроэнергетики	338
<i>Савинов Д.А.</i> Аппаратное обеспечение лабораторной установки для исследования МРРТ-контроллера солнечных батарей.....	341
<i>Гайфуллин Н.М.</i> Система на основе библиотеки OPENCV для автоматического измерения размера объектов	343
<i>Лазарева Н.М.</i> SIMULINK-инструменты моделирования частотных характеристик.....	345
<i>Смагин И.А.</i> Лабораторный стенд для исследования роботизированных систем	350
<i>Маневский К.Р.</i> Разработка функциональной схемы лабораторного стенда «Исследование режима псевдонепрерывных токов последовательно-параллельного преобразователя».....	352

<i>Лазарева Н.М.</i> SIMULINK-модель системы управления резонансным полумостовым LLC-конвертором	355
<i>Захаров В.Г.</i> Машинный расчет электрических цепей в символьном виде	359
<i>Захаров В.Г. (ст.), Захаров В.Г. (мл.)</i> К расчету электрических цепей методом эквивалентного источника в базисе сопротивлений.....	364
<i>Чертановский А.Г.</i> Модификация и оптимизация алгоритма метода золотого сечения	369
<i>Чертановский А.Г.</i> Моделирование устройства контроля состояния генератора с внешним возбуждением.....	373
<i>Петровский В.В., Чермасова У.Г.</i> Проектирование устройств управления на микроконтроллерах	377
<i>Малафеева А.А.</i> Человеческий фактор в условиях новой промышленной революции.....	379
<i>Журавлев А.Д., Николаев М.В.</i> Внедрение компьютерного зрения с использованием библиотеки OPENCV в систему управления техническими объектами.....	381
<i>Виноградова Е.В., Рахимов В.Ш.</i> Использование Python в качестве инструмента совершенствования аналитических навыков студентов электротехнических специальностей.....	383
<i>Кожевников М.Д.</i> Устройство климат-контроля для теплицы	385
<i>Зайнуллин Д.Р.</i> Развитие релейной защиты в электроэнергетической системе России	387
<i>Зайнуллин Д.Р.</i> Релейная защита: проблемы и перспективы	389
<i>Спиридонова А.С.</i> Преимущества и недостатки бесколлекторных двигателей	390
<i>Спиридонова А.С.</i> Использование бесколлекторных двигателей в беспилотных авиационных системах.....	392
<i>Данченков В.А.</i> Описание функциональной схемы электронной сейф-головоломки.....	394
<i>Ахметвалеева Л.В., Попов Г.С.</i> Микропроцессорное управление адресными светодиодными лентами.....	398

ДЛЯ ЗАМЕТОК

Научное издание

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ
И ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКЕ**

Материалы XIV Всероссийской научно-технической конференции

*Материалы публикуются в авторской редакции.
Ответственность за достоверность цитат, имен, названий
и иных сведений, а также за соблюдение законов
об интеллектуальной собственности
несут авторы представленных статей*

Отв. за выпуск *Г.В. Малинин*

Согласно Закону № 436-ФЗ от 29 декабря 2010 года
данная продукция не подлежит маркировке

Подписано в печать 22.05.2024. Формат 60×84/16.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура Times.
Усл. печ. л. 18,01. Уч.-изд. л. 17,95. Тираж 350 экз. Заказ № 591.

Отпечатано в соответствии с представленным оригинал-макетом
в типографии Чувашского госуниверситета
428015 Чебоксары, Московский просп., 15