

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

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

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

№ 2

Нижний Новгород 2018

УДК 621.3
ББК 31.2

Интеллектуальная электротехника / НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – Нижний Новгород, 2018. № 2. – 121 с.

Выходит 4 раза в год

Главный редактор А.Б. Лоскутов

зам. гл. редактора

Андрей Борисович Дарьенков канд. техн. наук, доцент
Елена Николаевна Соснина д. техн. наук, проф.

отв. секретарь

Андрей Владимирович Шалуха канд. техн. наук, доцент

отв. редактор

Валерия Игоревна Казакова канд. филос. наук, доцент

гл. редактор выпуска

Иван Алексеевич Липужин канд. техн. наук, доцент

ЧЛЕНЫ РЕДКОЛЛЕГИИ:

Геннадий Яковлевич Вагин	д. тех. наук, профессор
Николай Иванович Воропай	член-корр. РАН, д. тех. наук, профессор
Леонид Абрамович Герман	д. тех. наук, профессор
Игорь Васильевич Гуляев	д. тех. наук, профессор
Анатолий Викторович Кузнецов	д. тех. наук, профессор
Александр Леонидович Куликов	д. тех. наук, профессор
Виктор Николаевич Мещеряков	д. тех. наук, профессор
Георгий Борисович Онищенко	д. тех. наук, профессор
Александр Сергеевич Плехов	канд. тех. наук, доцент
Александр Юрьевич Смирнов	д. тех. наук, доцент
Владимир Георгиевич Титов	д. тех. наук, профессор
Олег Станиславович Хватов	д. тех. наук, профессор
Юрий Иванович Хохлов	д. тех. наук, профессор
Александр Иванович Чивенков	д. тех. наук, профессор
Рустям Нилович Шакиров	Dr.-Ing., Prof. Dr., проф. H-BRS, Германия

Учредитель:

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Нижегородский государственный технический университет
им. Р.Е. Алексеева»

(603950, Нижегородская обл., г. Нижний Новгород, ул. Минина, д. 24)

Электронная версия журнала: <https://ie.nntu.ru>

ISBN 978-5-502-01122-8

УДК 621.3

© Нижегородский государственный технический
университет им. Р.Е. Алексеева, 2018

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ	4
Котенев В.И., Котенев А.В., Кочетков В.В., Елькин Д.А. Система автоматического управления параметрами режима узла нагрузки с обратными связями по переменным синхронного двигателя.....	4
Романов В.С., Гольдштейн В.Г., Васильева Н.С. Методология оценки и прогнозирования остаточного ресурса погружных электродвигателей нефтедобычи.....	15
Филушов Ю.П., Симаков Г.М., Филушов В.Ю. Многокритериальная оптимизация электропривода переменного тока	26
Солнцев Е.Б., Петрицкий С.А., Юртаев С.Н. Расчетно-аналитическая модель участка распределительной электрической сети 6-20 кВ с тиристорным регулятором напряжения.....	39
Иванов В.М. Исследование режимов работы шагового привода	53
Вагин Г.Я., Соснина Е.Н., Филатов Д.А., Терентьев П.В. Экспериментальные исследования энергетических характеристик искусственных источников света для тепличных комбинатов и плодопитомников	64
Бугров С.А. О маркировке энергетической эффективности электропотребляющего оборудования	76
СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА.....	84
Серебряков А.С., Герман Л.А., Осокин В.Л. Исследование переходных процессов в переключаемой фильтрокомпенсирующей установке.....	84
Асабин А.А., Кралин А.А. Энергетические показатели тиристорного регулятора переменного напряжения с вольтодобавочным трансформатором при поочередном двухзонном управлении	93
Пономарев Ю.Г., Присмотров Н.И., Охупкин С.И. Преобразователь частоты для питания ручного инструмента с высоким коэффициентом мощности	105
Наши авторы	116

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

УДК 621.335

В.И. Котенев, А.В. Котенев, В.В. Кочетков, Д.А. Елькин

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ РЕЖИМА УЗЛА НАГРУЗКИ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ ПО ПЕРЕМЕННЫМ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Самарский государственный технический университет

Одно из направлений снижения потерь электрической энергии при ее передаче связано с обеспечением нормативного коэффициента реактивной мощности при работе оборудования. Актуальной задачей при этом является разработка систем автоматического управления (САУ) параметрами режима узла нагрузки. В статье рассмотрены САУ основными параметрами режима узла нагрузки (реактивной мощностью, напряжением, коэффициентом реактивной мощности) с различными обратными связями по переменным синхронного двигателя. Приведены математические модели узла нагрузки, в которых учтены уравнения силовых трансформаторов, линий электропередачи, асинхронных двигателей и статических компенсирующих устройств. Рассмотрен синтез регуляторов одноконтурной и двухконтурной системы управления. Выполнена оценка влияния нестабильности напряжения в сети на величину реактивной мощности синхронного двигателя и на величину погрешности системы управления коэффициентом реактивной мощности. На основе полученных результатов сформулированы рекомендации по конструкции САУ параметрами режима узла нагрузки с синхронными электродвигателями, работающими в условиях ударных нагрузок.

Ключевые слова: внутренний угол, синхронный двигатель, узел нагрузки, управление.

1. Введение

Разработка систем автоматического управления (САУ) параметрами режима узла нагрузки относится к актуальным проблемам, так как их применение обеспечивает работу оборудования с нормативным коэффициентом реактивной мощности и тем самым снижает потери электрической энергии в элементах сети при ее транспортировке.

Основными элементами этих систем являются статические компенсирующие устройства (конденсаторные батареи) и синхронные двигатели. Синхронные электродвигатели, несмотря на более сложную конструкцию по сравнению с асинхронными двигателями, получили достаточно широкое распространение в промышленности благодаря комплексу преимуществ, а именно: возможности работы с генерацией реактивной мощности; меньшей чувствительности к колебаниям напряжения в сети, так как электромагнитные моменты пропорциональны напряжению, а не квадрату напряжения, как у асинхронного двигателя; частота вращения при высокой перегрузочной способности двигателя остается неизменной в пределах всего диапазона изменения момента нагрузки.

Синхронные электродвигатели используются в электроприводах различных производственных механизмов с постоянной и переменной нагрузкой. К первой группе механизмов относятся вентиляторы, турбокомпрессоры, насосы, воздухоподувки. Ко второй – поршневые компрессоры, шаровые мельницы, трубопрокатные агрегаты и т.п.

II. Обзор существующих решений

Существующие системы автоматического регулирования возбуждения синхронных двигателей конструируются по разным алгоритмам, с помощью которых обеспечивается управление одной координатой или комбинацией нескольких координат: током возбуждения; внутренним углом двигателя; коэффициентом мощности; активным, реактивным или полным током статора и т. д. В синхронных электроприводах с переменной (ударной) нагрузкой предпочтение отдается системам управления в функции внутреннего угла, вследствие их более высокого быстродействия [1, 2]. Такие системы возбуждения могут быть применены и в электроприводах с постоянной нагрузкой.

Существующие математические модели системы регулирования возбуждения синхронной машины [3-8] конструируются без учета колебания напряжения в сети и без учета обратной связи регулируемых координат машины через другие элементы узла нагрузки, что может негативно отразиться на качестве регулирования.

Математическая модель узла нагрузки при изменении возбуждения синхронного двигателя с учетом вышперечисленных влияний опубликована в работах 2012-2014 гг. [9, 10]. Функциональные схемы систем управления параметрами режима системы электроснабжения за счет изменения реактивной мощности синхронного двигателя рассмотрены авторами позднее [11-13]. В данной работе рассматриваются САУ параметрами режима узла нагрузки, которые работают в условиях питания нестабильным напряжением и учитывают обратное влияние параметров элементов

узла нагрузки: линии электропередачи; силового трансформатора; асинхронного электродвигателя; конденсаторной батареи.

III. Описание предлагаемой САУ и ее передаточные функции

Структурные схемы САУ параметрами режима узла нагрузки с отрицательной обратной связью (ООС) по току возбуждения ΔI_f представлено на рис. 1а, а с ООС по ΔI_f и внутреннему углу $\Delta \theta$ синхронного двигателя на рис. 1 б. Структурная схема узла нагрузки как объекта управления приведена на рис. 2.

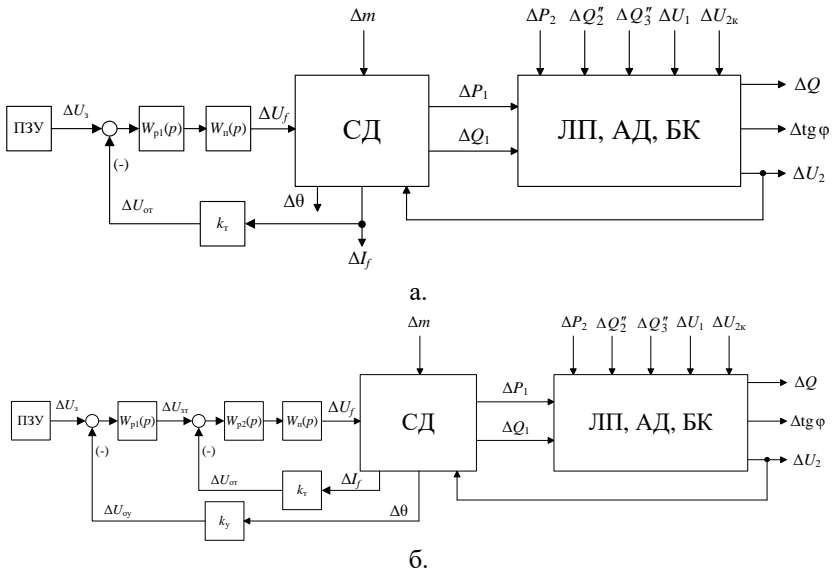


Рис. 1. Структурная схема системы САУ параметрами режима узла нагрузки: с ООС по ΔI_f (а); с ООС по ΔI_f и $\Delta \theta$ (б)

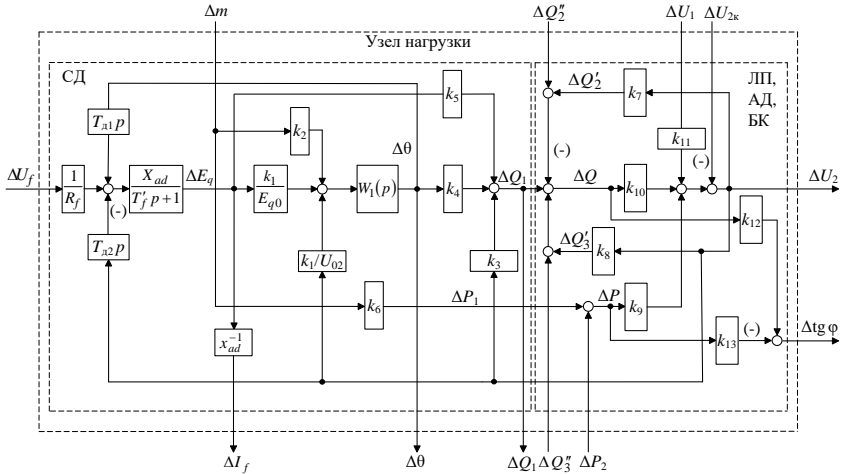


Рис. 2. Структурная схема узла нагрузки

На рис. 2 использованы следующие обозначения: Q_1 , P_1 – реактивная и активная мощность синхронного двигателя; θ_0 , U_{02} , Q_{02} , Q_{03} – установившиеся значения угла, напряжения узла нагрузки, реактивные мощности асинхронных двигателей и конденсаторной батареи соответственно; Δm – приращение относительного значения мощности нагрузки синхронного двигателя; R_b , R_T – активные сопротивления линии электропередачи и трансформатора; x_b , x_T – индуктивные сопротивления линии и трансформатора; R_f – активное сопротивление обмотки возбуждения; x_{ad} – индуктивное сопротивление взаимной индукции между обмотками возбуждения и обмотками статора; x_d – индуктивное сопротивление по продольной оси синхронного двигателя; E_q – ЭДС по оси q; T_f' – постоянная времени обмотки возбуждения при замкнутых накоротко обмотках статора; $W_{p1}(p)$, $W_{p2}(p)$, $W_{\Pi}(p)$, k_t , k_y – передаточные функции и коэффициенты передачи соответственно регуляторов угла и тока возбуждения, тиристорного преобразователя, цепей обратных связей по току возбуждения и внутреннему углу; ПЗУ – программно-задающее устройство соответствующего параметра режима узла нагрузки ΔQ , $\Delta \text{tg } \varphi$ или ΔU_2 .

Постоянные времени, коэффициенты передачи и передаточная функция равны следующим значениям:

$$T_3 = \frac{3 \cdot k_0^2}{2 \cdot \omega x_d \cdot R_f}; \quad T_4 = \frac{3}{2} \cdot \frac{\cos \theta_0}{x_d}; \quad \omega = 2\pi f; \quad k_0 = \sqrt{3} \cdot x_{ad}; \quad k_1 = -tg \theta_0;$$

$$k_2 = -\frac{1}{\cos \theta_0}; \quad k_3 = \frac{E_{0q} \cdot \cos \theta_0}{x_d}; \quad k_4 = -\frac{U_{02} \cdot E_{0q} \cdot \sin \theta_0}{x_d}; \quad k_5 = \frac{U_{02} \cdot \cos \theta_0}{x_d};$$

$$k_6 = P_{эм}; \quad k_7 = \frac{2,3 \cdot Q_{02}}{U_{02}}; \quad k_8 = \frac{2 \cdot Q_{03}}{U_{02}}; \quad k_9 = -\frac{R_l + R_r}{U_{02}}; \quad k_{10} = \frac{x_l + x_r}{U_{02}};$$

$$k_{11} = \frac{U_{02}}{2U_{02} - U_{01}}; \quad k_{12} = P_0^{-1}; \quad k_{13} = Q_0 \cdot P_0^{-1}; \quad W_1 = \frac{1}{T_1^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \varepsilon_1 \cdot T_1 \cdot p + 1}.$$

Недостающие значения можно найти в опубликованных работах [11-13].

Объект управления удобно представить двумя звеньями с передаточными функциями:

$$W_f(p) = \frac{\Delta I_f(p)}{\Delta U_f(p)} = \frac{k_f \cdot (T_1^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \varepsilon_1 \cdot T_1 \cdot p + 1)}{R_f \cdot (T_\mu \cdot p + 1)(T_3 \cdot p + 1)(T_1^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \varepsilon_1 \cdot T_1 \cdot p + 1)}; \quad (1)$$

$$W_H(p) = \frac{\Delta \theta(p)}{\Delta I_f(p)} = \frac{k_0 \cdot k_1}{E_{0q}} \cdot W_1(p), \quad (2)$$

где k_f и T_μ – коэффициенты передачи и постоянная времени тиристорного преобразователя.

Вычисленные значения параметров передаточных функций $W_f(p)$ в зависимости от величины момента инерции J синхронного привода приведены в табл. 1.

Таблица 1.
Параметры передаточной функции

Параметры		Варианты и моменты инерции				
		T_1, c	ε_1	T_2, c	ε_2	T_3, c
Вариант 1	$J=31,9 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	0,075	0,38	0,046	0,27	0,97
Вариант 2	$J=535 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$	0,31	0,1	0,2	0,22	0,91

Передаточная функция (1) аппроксимирована более простыми выражениями:

$$W_{ia}(p) = \frac{k_r}{R_f \cdot (T_\mu \cdot p + 1)(T_3 \cdot p + 1)}. \quad (3)$$

Погрешность аппроксимации не превышает $\Delta L = 3$ дБ, если частоты сопряжения $\lg T^{-1}_1$, $\lg T^{-1}_2$ расположены левее относительно частоты среза разомкнутой системы $\lg \omega_{ср}$ не менее чем на 1,5 декады.

Синтез регулятора угла производится в два этапа. На первом этапе регулятор выбирается методом логарифмических частотных характеристик с использованием аппроксимированных частотных характеристик объекта управления (3) так, чтобы среднечастотный участок результирующей амплитудно-частотной характеристики с наклоном -20 дБ/дек располагался по возможности симметрично относительно частоты среза и имел протяженность влево и вправо от нее на величину не менее:

$$h = \frac{1}{2} \cdot \lg \frac{1 + \sin \Delta\varphi_d}{1 - \sin \Delta\varphi_d}, \quad (4)$$

где $\Delta\varphi_d$ – величина запаса устойчивости по фазе [14].

На втором этапе параметры регулятора уточняются по результатам решения минимаксной задачи:

$$\Delta\theta(T_{p1}^*, T_{p2}^*, T_{pm}^*, t_m) = \min_{t_m > 0} \left[\max \Delta\theta(T_{p1}, T_{p2}, T_{pm}^*, t_m) \right], \quad (5)$$

где T_{p1} , T_{p2} , T_{pm}^* – постоянные времени регулятора; * – индекс оптимальных величин; t_m – время первого достижения максимального значения регулируемой величины.

На этом этапе используются частотные характеристики неаппроксимированного объекта управления (1).

Передаточные функции регуляторов, их параметры, время регулирования t_{p1} , перерегулирование σ по управляющему воздействию $\Delta U_3(t) = 0,1(t)$ В, а также время регулирования t_{p2} , величина динамического провала угла $\Delta\theta_{\max}$ при изменении нагрузки $\Delta m = 0,1(t)$ для двух вариантов объекта управления в одноконтурной и двухконтурной системе управления приведены в таблице 2.

Значения параметров элементов структурной схемы составляют: $R_f = 0,18$ Ом; $X_{ad} = 30$ Ом; $T'_f = 0,367$ с; $U_{02} = 6300$ В; $T_{d1} = 162$ А·с; $T_{d2} = 0,034$

с/Ом; $\theta_0 = 0,64$ рад; $E_{q0} = 11800$ В; $k_1 = 0,75$; $k_2 = 1,25$; $k_3 = -0,078$ кА; $k_4 = -1300$ кВА; $k_5 = 0,147$ кА; $k_6 = 274$ кВА; $k_7 = 0,26$ кА; $k_8 = 0,1$ кА, $k_9 = -0,014$ кА⁻¹; $k_{10} = -0,22$ кА⁻¹; $k_{11} = 1,04$; $k_{12} = 4,05 \cdot 10^{-4}$ кВА⁻¹; $k_{13} = 2,2 \cdot 10^{-4}$ кВА⁻¹. Мощность узла нагрузки в установившемся режиме: $P_0 = 2277$ кВт, $Q_0 = 911$ кВАр, $\text{tg } \varphi_3 = 0,4$.

Таблица 2.
Передаточные функции регуляторов

Число контуров	Вариант ОУ	Передаточные функции и показатели качества						
		$W_{p1}(p)$	$W_{p2}(p)$	$t_{p1}, \text{с}$	$\sigma, \%$	$t_{p2}, \text{с}$	$\Delta\theta_{\text{max}}, ^\circ$	
Один	№1	1	$(T_6 p + 1)^2 (T_7 p + 1)$	$T_n = 10^{-3} \text{ с}$ $T_6 = 0,064 \text{ с}$ $T_7 = 0,1 \text{ с}$	0,17	40	0,07	0,37
	№2	1	$T_n p (T_\phi p + 1)^2$ $T_\phi = 10^{-3} \text{ с}$	$T_n = 3 \cdot 10^{-3} \text{ с}$ $T_6 = 0,1 \text{ с}$ $T_7 = 0,075 \text{ с}$	0,07	30	0,25	0,25
Два	№1	$\frac{0,97 p + 1}{0,01 p}$	$(T_6 p + 1)(T_7 p + 1)$	$T_n = 0,03 \text{ с}$ $T_6 = 0,1 \text{ с}$ $T_7 = 0,075 \text{ с}$	0,2	37	0,45	0,95
	№2	$\frac{0,91 p + 1}{0,01 p}$	$T_n p (T_\phi p + 1)$ $T_\phi = 10^{-3} \text{ с}$	$T_n = 0,009 \text{ с}$ $T_6 = 0,51 \text{ с}$ $T_7 = 0,126 \text{ с}$	0,23	36	0,45	0,18

IV. Заключение

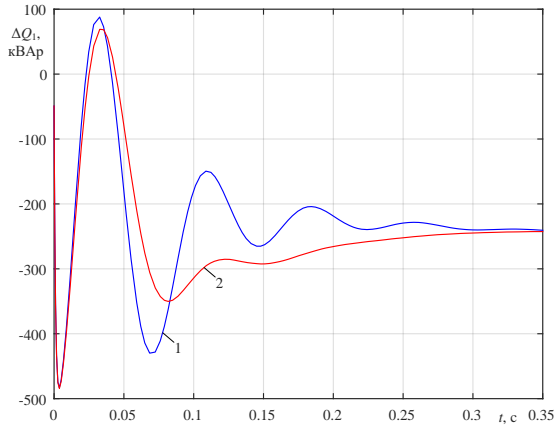
Из анализа данных в табл. 2 следует, что при обработке возмущений, например, по $\Delta m(t)$, с наибольшей быстротой (электроприводы с ударной нагрузкой) систему управления следует конструировать по одноконтурному варианту. В остальных случаях, где не требуется высокого быстродействия, необходимо ориентироваться на двухконтурные системы, у которых показатели качества достаточно хорошие, а регуляторы контуров имеют более простую структуру; внутренний контур регулирования имеет ПИ-регулятор, а внешний – ПИД-регулятор.

При выборе алгоритма управления следует учитывать, что в системе с ООС по внутреннему углу двигателя отклонение реактивной мощности (рис. 3, а) в установившемся режиме при изменении напряжения в сети на 10% от номинальной величины значительно больше по сравнению с системой без этой связи (рис. 3, б). Погрешность регулирования коэффициента реактивной мощности в первом случае составляет 24%, а во втором – всего 4,4 %.

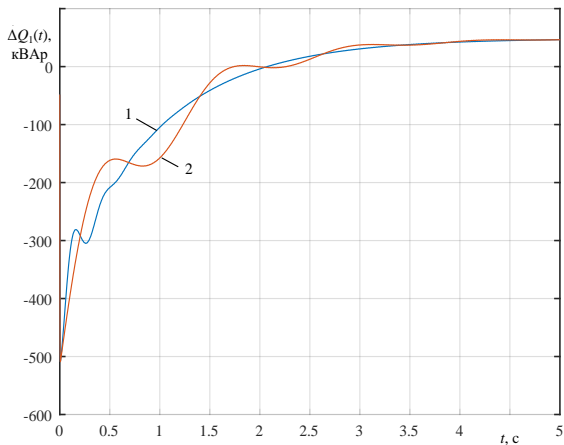
Значительное увеличение реактивной мощности в системе с ООС по углу объясняется тем, что в этом случае синхронный двигатель работает с

постоянными значениями внутреннего угла $\theta_0 = \text{const}$ и нагрузки $P_{0c} = \text{const}$. Поэтому при увеличении напряжения в сети U_2 происходит уменьшение E_q согласно уравнения угловой характеристики синхронного двигателя:

$$\frac{E_q \cdot U_c}{x_d} \cdot \sin \theta_0 = P_c. \quad (6)$$



а.



б.

Рис. 3. Переходные характеристики в системе с обратной связью по углу (а) и без такой связи (б) при увеличении напряжения на десять процентов $\Delta U_2(t) = 600$ В:

1 – первый вариант объекта управления, 2 – второй вариант

Системы управления параметрами режима узла нагрузки с синхронными электродвигателями, работающими в условиях ударных нагрузок и которым при этом требуется высокое быстродействие, следует конструировать с внутренней ООС по углу. В остальных случаях – по двухконтурному варианту с целью получения более простых регуляторов общепромышленного применения, что упрощает их наладку и обслуживание.

При значительных колебаниях напряжения, когда отклонения реактивной мощности недопустимо большие, следует отказаться от систем с ООС по углу и перейти на системы управления с ООС по реактивной мощности.

© Котенев В.И., 2018

© Котенев А.В., 2018

© Кочетков В.В., 2018

© Елькин Д.А., 2018

Библиографический список

- [1] Веников В.А. Переходные электромеханические процессы в электрических системах. М.: Высшая школа, 1985. – 535 с.
- [2] Петелин Д.П. Автоматическое регулирование возбуждения синхронных двигателей. Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 94 с.
- [3] Абрамович Б.Н., Круглый А.А. Возбуждение, регулирование и устойчивость синхронных двигателей. Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд., 1983. – 128 с.
- [4] Глебов И.А. Системы возбуждения мощных синхронных машин. Л.: Наука, 1979. – 312 с.
- [5] Шварц Г.Р., Голубовский А.В., Мигачева Л.А., Рассказов Ф.Н. Оптимизация и повышение энергоэффективности электроприводных КС МГ // Газовая промышленность. 2005. № 12. С. 76-78.
- [6] Михневич Г.В. Синтез структуры системы автоматического регулирования возбуждения синхронных машин. М.: Высшая школа, 1978. – 222 с.
- [7] Шварц Г.Р., Абакумов А.М., Мигачева Л.А., Рассказов Ф.Н., Кузнецов П.К. Применение регулируемого электропривода в технологиях транспорта газа и нефти. М.: Машиностроение, 2008. – 240 с.
- [8] Юрганов А.А., Кожевников В.А. Регулирование возбуждения синхронной машины. М.: Наука, 1996. – 138 с.
- [9] Котенев В.И., Котенев А.В., Осипов В.С., Кочетков В.В. Математическая модель синхронной машины при управлении ее возбуждением. Самара: Вестник СамГТУ. Серия Технические науки. 2012. № 2 (34), С. 128-135.
- [10] Котенев В.И., Осипов В.С., Кочетков В.В. Обобщенная математическая модель узла нагрузки для управления параметрами режимов в системе электропитания // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2014. № 5. С.103-106.
- [11] Котенев В.И., Кочетков В.В. Обобщенная функциональная схема САУ параметрами режима СЭС и изменением реактивной мощности СД и компенсиру-

- ющих устройств. Самара: Вестник СамГТУ. Серия Технические науки. 2014. № 4 (44). С. 122-129.
- [12] Kotenev V.I., Kochetkov V.V., Elkin D.A. The reactive power control of the power system load node at the voltage instability of the power supply // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON-2017), June 29-30, 2017, Astana, Kazakhstan. С. 1-17.
- [13] Kotenev V.I., Kotenev A.V., Kochetkov V.V., Elkin D.A. Electrical engineering unit for the reactive power control of the load bus at the voltage instability // Journal of Physics: Conference series. 2018. vol. 944. Pp. 1-17.
- [14] Абакумов А.М. Системы управления электромеханическими преобразователями и электротехнологическими установками: учебное пособие. Самара: СамГТУ, 2013. – 192 с.

V.I. Kotenev, A.V. Kotenev, V.V. Kochetkov, D.A. Elkin

AUTOMATIC CONTROL SYSTEM OF LOAD NODE MODE PARAMETERS WITH FEEDBACK ON SYNCHRONOUS MOTOR VARIABLES

Samara State Technical University,
Samara, Russia

Abstract. One of the ways to reduce the loss of electric energy during its transmission is associated with the provision of a standard reactive power factor during equipment operation. The urgent task is the development of automatic control systems (ACS) parameters of the load node mode. The article discusses the ACSs with the main parameters of the load node mode (reactive power, voltage, reactive power factor) with various feedbacks on alternating synchronous motors. Mathematical models of the load node are given, which take into account the equations of power transformers, power lines, induction motors and static compensating devices. The synthesis of regulators single and dual control systems is considered. The influence of the voltage instability in the network on the magnitude of the reactive power of a synchronous motor and on the magnitude of the error control system of the reactive power has been estimated. Based on the obtained results the recommendations on the design of the ACS for the parameters of the load node mode with synchronous motors operating under shock loads have been formulated.

Keywords: control, internal angle, load unit, synchronous motor.

References

- [1] V.A. Venikov, Transient electromechanical processes in electrical systems. Moscow: Higher school, 1985.
- [2] D.P. Petelin, Automatic excitation control of synchronous motors. Saint-Petersburg: Gosenergoizdat, 1961.

- [3] B.N. Abramovich and A.A. Krugliy, Excitation, regulation and stability of synchronous motors. Saint – Petersburg: Energoatomizdat. Leningrad. Otd., 1983.
- [4] I.A. Glebov, Excitation systems of powerful synchronous machines. Saint – Petersburg: Science, 1979.
- [5] G.R. Schwartz, A.V. Golubovsky, L.A. Migacheva and F.N. Rasskazov. Optimization and increase of energy efficiency of electrically driven KS MG // Gas industry, no. 12, pp. 76-78, 2005.
- [6] G.V. Mikhnechvich, Synthesis of the structure of the automatic control system for the excitation of synchronous machines. Moscow: Higher school, 1978.
- [7] G.R. Schwartz, A.M. Abakumov, L.A. Migacheva, F.N. Rasskazov and P.K. Kuznetsov, The use of an adjustable electric drive in gas and oil transport technologies. Moscow: Innovative engineering, 2008.
- [8] A.A. Yurganov and V.A. Kozhevnikov, Regulation of synchronous machine excitation. Moscow: Science, 1996.
- [9] V.I. Kotenev, A.V. Kotenev, V.S. Osipov and V.V. Kochetkov. Mathematical model of a synchronous machine when controlling its excitation // Samara: Bulletin of the Samara State Technical University. Technical science series, vol. 2, № 34, pp. 128-135, 2012.
- [10] V.I. Kotenev, V.S. Osipov and V.V. Kochetkov. The generalized mathematical model of the load node to control the parameters of the modes in the power supply system // Russian Electromechanics, no. 5, pp.103-106, 2014.
- [11] V.I. Kotenev and V.V. Kochetkov. A generalized functional diagram of the ACS with parameters of the PES mode and changes in the reactive power of the SM and compensating devices // Samara: Bulletin of the Samara State Technical University. Technical science series, vol. 4, no. 44, pp. 122-129, 2014.
- [12] V.I. Kotenev, V.V. Kochetkov and D.A. Elkin. In the case of the power supply // in proc. IEEE International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON-2017), June 29-30, 2017, Astana, Kazakhstan, pp. 1-17.
- [13] V.I. Kotenev, A.V. Kotenev, V.V. Kochetkov and D.A. Elkin. At the voltage insulator// The Journal of Physics: Conference, vol. 944, pp. 1-17, 2018.
- [14] A.M. Abakumov. Control systems for electromechanical transducers and electrical installations: a tutorial. Samara: Samara State Technical University, 2013.

УДК 621.3

В.С. Романов, В.Г. Гольдштейн, Н.С. Васильева**МЕТОДОЛОГИЯ ОЦЕНКИ И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ
ОСТАТОЧНОГО РЕСУРСА ПОГРУЖНЫХ
ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ НЕФТЕДОБЫЧИ**

Самарский государственный технический университет

Статистика эксплуатации электротехнических комплексов нефтяных месторождений свидетельствует о высокой аварийности погружного электрооборудования (ПЭО), в особенности погружных электродвигателей (ПЭД). В связи с этим актуальными являются вопросы оценки и прогнозирования ресурса ПЭД. В статье рассмотрены ключевые свойства ПЭО нефтедобычи, характеризующие его надежность и долговечность. На основе анализа статистических материалов по отказам ПЭД и технической литературы выделены основные тенденции по повышению надежности ПЭД. Составлены дифференциальные уравнения, позволяющие определить продолжительность жизненного цикла ПЭД в зависимости от его технического уровня. С помощью уравнений проведены расчеты длительности жизненного цикла для условных групп ПЭД. На основе полученных результатов сделаны выводы о существенном износе парка ПЭД и низкой эффективности восстановительных ремонтов. Рассмотрены основные причины преждевременных отказов в работе электропогружных установок (ЭПУ) и сформулированы рекомендации по повышению надежности ЭПУ и ПЭД.

Ключевые слова: данные статистики отказов, надежность, наработка на отказ, оценка остаточного ресурса погружных электродвигателей, погружное электрооборудование, погружная нефтедобыча, показатели надежности, ресурс оборудования, электродвигатели.

1. Введение

Обеспечение экономически эффективной работы электротехнических комплексов нефтедобычи является реализацией положений Федерального закона «Об электроэнергетике». Это полностью относится к погружным электродвигателям (ПЭД), которые широко используются для откачки нефти из пласта, как на новых месторождениях, так и интенсивно эксплуатируемых длительное время. Ограничения по финансированию, сложившиеся в современных экономических условиях и недостатки организационно-финансовой системы управления в нефтяной отрасли привели к тому, что износ электропогружных установок (ЭПУ) и ПЭД достиг 70% и более [1, 2].

Это предопределяет необходимость разработки инновационных подходов к применению погружного электрооборудования (ПЭО) на всех этапах его жизненного цикла (ЖЦ) для сбалансированного решения при стратегическом выборе: замена старого ПЭО на новое или полномасштабный ремонт [3].

II. Постановка цели и задач исследования

Решение ключевых задач, связанных с комплексным обеспечением надежности ЭПУ и ПЭД на экономически обоснованном уровне производится с помощью современных методов и средств повышения надежности работы и совершенствования организации эксплуатации всей системы ПЭО [4].

Надежность, как комплекс технических и технологических характеристик электрических сетей и систем электроснабжения (ЭССЭ), характеризуют факторы: повреждаемость оборудования (поток отказов), продолжительность бесперебойной работы (наработка на отказ), длительность перерыва питания, ущерб от перерыва питания и другое. Повреждаемость определяется выходом из строя составляющих основного электрооборудования (ЭО) из-за нарушений регламентов эксплуатации, некачественного и несвоевременного технического обслуживания и ремонта (ТОиР), а также профилактики, некорректных и ошибочных действий обслуживающего персонала («человеческий фактор»), опасных внешних и внутренних физических воздействий [5].

В данной работе рассматриваются ключевые свойства погружного оборудования нефтедобычи, характеризующие его надежность и долговечность: срок его службы и ресурс. Данные показатели закладываются в оборудование на стадии его проектирования и изготовления и усложняются или поддерживаются на заданном уровне при его эксплуатации [4, 6]. ЭПУ нефтедобычи, в том числе и ПЭД, при эксплуатации подвержены влиянию разнообразных факторов и воздействий, их эксплуатация сопряжена с резкопеременными режимами работы. Именно поэтому можно утверждать, что практика их эксплуатации является информативным показателем испытания оборудования на надежность [7]. Одним из ключевых факторов повышения надежности является увеличение ресурса оборудования. Например, ПЭД – наиболее ответственный и повреждаемый узел электропогружной установки (22,7 % отказов) [8]. Увеличение его ресурса приведет к уменьшению трудовых, эксплуатационных затрат и, как следствие, к достижению существенного экономического эффекта. Следует отметить, что отдельный интерес представляет вопрос прогнозирования ресурса отдельно взятого ПЭД.

В предыдущих исследованиях автором составлена и проанализирована актуальная база данных по технологическим нарушениям на ПЭО

нефтедобычи в Поволжском регионе за период с 2013 по 2017 г.г. и выполнено вероятностно-статистическое моделирование наработки на отказ ПЭД [8, 9]. Исследования, представленные в данной работе, являются логическим продолжением указанных работ. Для понимания процессов, явлений и принятых допущений целесообразно представить часть из них. Для удобства обработки статистического материала по отказам ПЭД произведена выборка и объединение всего парка ПЭД, охваченных статистикой отказов, в общие группы. Ключевым параметром при формировании групп служила мощность ПЭД. На первом рисунке представлена диаграмма отказов парка ПЭД по типоразмерам. Из данных рисунка 1 видно, что на ПЭД-32 и ПЭД-45 приходится наибольшее количество отказов. Данные типы двигателей наиболее распространены в структуре нефтедобычи Поволжья.

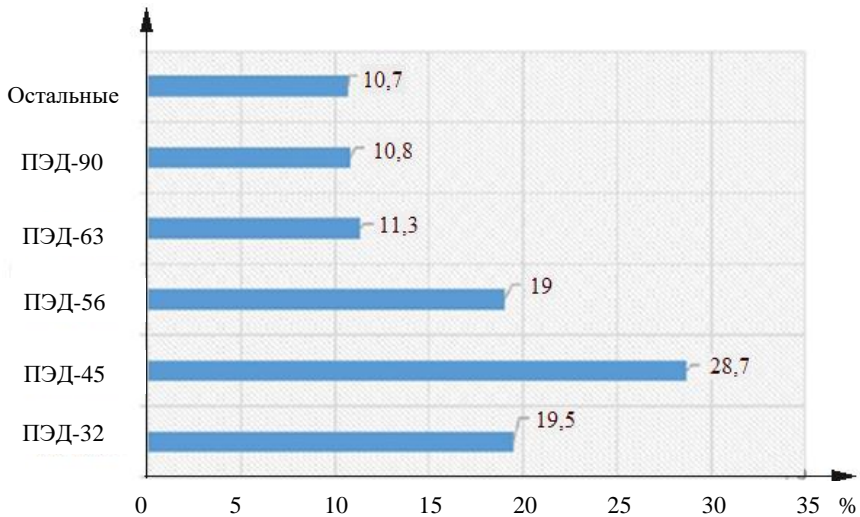


Рис. 1. Диаграмма отказов основных типоразмеров ПЭД (все значения в %)

III. Ресурс оборудования

Понятие «ресурс оборудования» имеет множество трактовок. Например, его определяют как остаточный эксплуатационный ресурс совокупности группы оборудования (условных групп ПЭД) – длительность эксплуатации, начиная от рассматриваемого момента времени до достижения оборудованием предельного состояния [10, 11]. Прогнозирование остаточного ресурса оборудования играет важную роль и служит одной из ключевых задач эксплуатации ЭПУ и ПЭД. Именно поэтому при формировании межремонтных периодов оборудования их необходимо опреде-

лять индивидуально для каждой установки в зависимости от технического состояния. Для каждой из условных групп ПЭД индивидуальный остаточный ресурс определен до следующего, текущего или капитального, ремонта [8]. При определении уровней остаточного ресурса ПЭД перед текущим и капитальными ремонтами использовался метод экспертных оценок, основанный на анализе литературных источников и опыте ведущих специалистов в нефтяной отрасли [4, 9, 10, 12, 13]. Остаточный ресурс ПЭД после проведения текущих и капитальных ремонтов определяется косвенным путем, как отношение наработки на отказ после ремонта к наработке на отказ нового ПЭД. На рисунке 2 показаны результаты для самых распространенных групп ПЭД: ПЭД-32 и ПЭД-45. По аналогии находятся индивидуальные сроки для других профилактических мероприятий. Кривые, построенные на рис. 2, наглядно иллюстрируют зависимость остаточного ресурса условной группы ПЭД с течением времени эксплуатации. На практике представленные зависимости находят значительное применение, так как позволяют информативно определить качество эксплуатации ПЭД, эффективно подойти к вопросу организации текущих и капитальных ремонтов и связанных с ними организационно – хозяйственными процессами (поставка запасных частей, оборудования и т.п.) [13, 14].

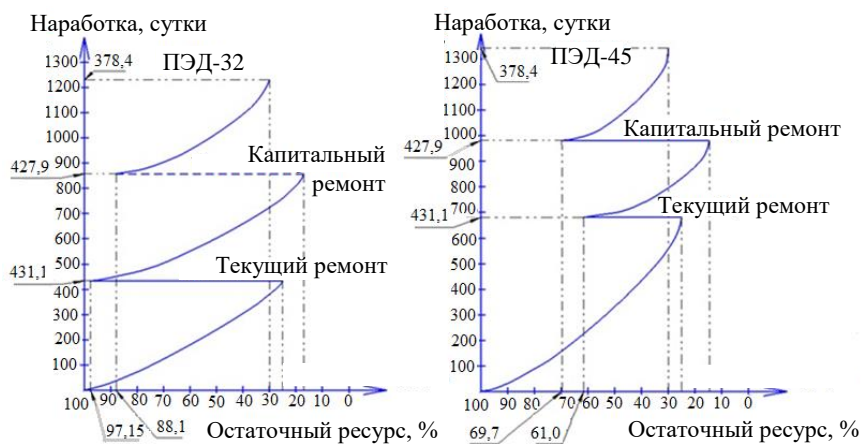


Рис. 2. Кривые оценки остаточного ресурса для условных групп ПЭД-32 и ПЭД-45

На следующем этапе работы предложена детерминистская схема решения задачи определения жизненного цикла ПЭД.

IV. Жизненный цикл

Основой для детерминистского подхода служит последующее изменение или модификация математической модели технической системы (в данном случае ЭПУ и ПЭД), используемой для нахождения интервала упреждения прогноза [12]. В основу этой модели положены ретроспективные данные.

Можно утверждать, что изменение длительности жизненного цикла или наработки на отказ ЭПУ и ПЭД – ΔT будет пропорционально абсолютному периоду T приращению показателя, определяющего технический уровень ΔQ и некоторой функции $F(Q)$, которая зависит от изменения технического уровня во времени t . Таким образом, можно записать выражение:

$$\Delta T = TF(Q) \cdot \Delta Q. \quad (1)$$

Можно утверждать, что любой элемент системы в процессе своего развития и совершенствования достигает предела [15]. Поэтому несложно заключить, что при достаточно большом времени t , приближающемся к длительности жизненного цикла T , значение функции $F(Q)$ стремится к 0 или другой постоянной величине. Исходя, из описанных рассуждений запишем:

$$\lim_{t \rightarrow T} F(Q) = 0. \quad (2)$$

Данному условию соответствует функция:

$$F(Q) = 1 - Q. \quad (3)$$

При значении $t \rightarrow T$ нормированное значение технического уровня будет стремиться к своему максимальному значению, равному единице.

Используя уравнение (1), выполнив в нем преобразование, а именно перейдя от приращений к дифференциалам, и применяя выражение, полученное в (3), получаем дифференциальное уравнение для определения продолжительности жизненного цикла элемента (в данном случае ПЭД) в зависимости от его технического уровня:

$$\frac{dT}{T} = (1 - Q)dQ. \quad (4)$$

Решение уравнения (4) имеет вид:

$$\ln T = Q - \frac{1}{2} \cdot Q^2 + \ln C. \quad (5)$$

Если принять допущение, что новый элемент системы (в данном случае ПЭД) изготавливается на уровне прототипа, то его жизненный цикл будет схож с жизненным циклом элемента – прототипа [3]. Постоянная C может быть найдена из условия $Q = Q_0$ при $T = T_0$, где Q_0 – показатель технического уровня прототипа, T_0 – показатель продолжительности жизненного цикла прототипа. В данном случае рассматривается среднее значение наработки на отказ для условных групп ПЭД за определенный период времени (2013-2017 годы) по данным статистики технологических нарушений предприятия АО «Самаранефтегаз».

Можно записать:

$$\ln C = \ln T_0 - Q_0 + \frac{1}{2} \cdot Q_0^2; \quad (6)$$

$$T = T_0 \cdot \exp \left[Q - 0,5 \cdot Q^2 + Q_0 \cdot (0,5 \cdot Q_0 - 1) \right] \quad (7)$$

Если нормирование показателя технического уровня произвести по отношению к значению Q , то последнее выражение примет вид:

$$T = T_0 \cdot \exp \left[0,5 + \frac{Q_0}{Q \cdot (0,5 \cdot Q_0 / Q - 1)} \right]. \quad (8)$$

Таким образом, получено дифференциальное уравнение для определения продолжительности жизненного цикла ПЭД в зависимости от его технического уровня.

Используя выражение, полученное в (8), выполним расчет длительности жизненного цикла ПЭД или, другими словами, определим величину индивидуального ресурса для условных групп ПЭД:

- для группы «ПЭД -32» значение $t = 188$ суток;
- для группы «ПЭД-45» значение $t = 161$ суток;
- для группы «ПЭД-56» значение $t = 39$ суток;
- для группы «ПЭД-63» значение $t = 67$ суток.

V. Отказы в работе

В директивных документах и регламентах нефтедобывающих компаний компании установлена предельно допустимая норма индивидуаль-

ного ресурса для погружных электродвигателей, которая составляет 180 суток [4, 7, 8]. ЭПУ, отработавшие менее 180 суток относят к категории оборудования с преждевременными отказами, то есть отказами, произошедшими на скважинах с наработкой с момента кнопочного пуска до 180 суток включительно. На основании произведенных расчетов несложно заметить, что установленным требованиям надежности соответствует лишь группа ПЭД-32. Группы ПЭД-45, ПЭД-56, ПЭД-63 являются низко надёжными, причем норма индивидуального ресурса ПЭД-56 более чем в пять раз ниже регламентированной (180 суток). В ходе анализа полученных данных выявлено, что для ПЭД-32 неэффективность ремонтов равна 23%, для ПЭД-56 – 51%, для 12% ПЭД-56 характерны преждевременные отказы [11, 12, 15]. Представленные факты свидетельствуют о существенном износе парка ПЭД и низкой эффективности восстановительных ремонтов. На рисунке 3 рассмотрены основные причины преждевременных отказов в работе ЭПУ. С целью повышения надежности ЭПУ и ПЭД, как составного элемента ЭПУ, следует минимизировать либо свести к нулю все факторы, снижающие надежность оборудования.



Рис. 3. Основные причины преждевременных отказов в работе ЭПУ и ПЭД

VI. Заключение

В заключение перечислим полученные результаты.

1. Используя накопленный опыт эксплуатации, статистический материал по отказам ЭПУ и ПЭД, обзор и анализ технической литературы, можно выделить основные тенденции по повышению надежности погружных электродвигателей:

- применение деталей и узлов ПЭД с равномерным (оптимальным) распределением нагрузок (тепловой, механической и электрической), применение композитных материалов, обладающих повышенной прочностью с улучшенными свойствами;
- защита от коррозии, применение коррозионностойких материалов, антикоррозийных покрытий в элементах конструкции ПЭД, использование ингибиторов коррозии и материалов с низкой электропроводностью;
- для ПЭД, как для электрических машин, насущной задачей является разработка изоляции для обмоточных проводов с улучшенными свойствами, способными выдерживать повышенные значения температур в совокупности с допустимыми перегрузками оборудования и компактными размерами. Кардинально инновационными изменениями в данном направлении считаю применение эффекта высокотемпературной сверхпроводимости. Это позволит получить совершенно новые свойства оборудования в комплексе с компактными размерами;
- инновационные изменения конструкции ПЭД: использование вентильного привода, повышение частоты вращения до 3000-6000 об/мин и номинального напряжения, схемные и параметрические изменения конструкций. Все они стратегически направлены на повышение энергоэффективности, энергосбережения и увеличения межремонтных промежутков.

2. Составлены кривые оценки остаточного ресурса и дифференциальное уравнение для определения продолжительности жизненного цикла ПЭД в зависимости от его технического уровня. Установлены максимально допустимые величины нормы индивидуального ресурса для ПЭД. Полученные значения свидетельствуют о низкой надежности ПЭД и относят их к категории оборудования с преждевременными отказами (наработка менее 180 суток). Результаты расчетов позволяют уточнить регламенты эксплуатации ПЭД, пересмотреть существующие подходы организации ТОиР и, как следствие, повысить эффективность функционирования оборудования скважины.

3. Принятие стратегического решения о продолжении дальнейшей эксплуатации работающих ЭПУ и ПЭД, модернизации или замене оборудования, должно производиться по результатам оценки состояния текущих ресурсов и технико-экономического сопоставления вариантов на основе статистической информации об аварийности.

© Романов В.С., 2018
© Гольдштейн В. Г., 2018
© Васильева Н.С., 2018

Библиографический список

- [1] Алекперов В.Ю., Кершенбаум В.Я. Установки погружных центробежных насосов для добычи нефти. М.: Наука и техника, 1998. – 611 с.
- [2] Алиев И.М. Диагностирование работы нефтяных скважин, эксплуатируемых погружными центробежными насосами: автореф. дисс. канд. техн. наук, ВНИИ им. академика А. П. Крылова, Москва, 1988. – 25 с.
- [3] Бабаев С.Г., Габиров И.А., Меликов Р.Х. Основы теории надежности нефтепромыслового оборудования. Баку: АГНА, 2015. – 400 с.
- [4] Гирфанов А.А., Гольдштейн В.Г., Дадонов Д.Н. Анализ эксплуатационной надежности ЭПУ // Сборник докладов IX Российской научно-технической конференции по электромагнитной совместимости технических средств и электромагнитной безопасности ЭМС – 2006. СПб., 2006. С. 173-176.
- [5] Байков И.Р., Смородов Е.А., Десев В.Г. Анализ временных рядов как метод прогнозирования и диагностики в нефтедобыче // Нефтяное хозяйство. 2002. № 2. С. 71-74.
- [6] Замиховский Л.М., Калявин В.П. Техническая диагностика погружных электроустановок для добычи. Снятын: Прут Принт, 1999. – 234 с.
- [7] Мамедов О. Г. Научные основы повышения эксплуатационной надежности погружных электродвигателей: монография. Баку: изд-во «Эльм», 2010. – 183 с.
- [8] Романов В.С., Гольдштейн В.Г. Методы динамического совершенствования повышения энергоэффективности и надежности погружных электродвигателей нефтедобычи // Динамика систем, механизмов и машин. Динамика электротехнических комплексов и систем. 2017. Т. 5. № 3. С. 96-100.
- [9] Romanov V.S., Goldstein V.G. The dynamic improvement methods of energy efficiency and reliability of oil production submersible electric motors // Journal of Physics. IOP Conf. Series. 2018. vol. 944, № 012099.
- [10] Портнягин А.Л., Соловьев И.Г. Модель оценки остаточного ресурса погружного оборудования // Вестник кибернетики. 2002. № 1. С. 103-108.
- [11] Сушков В.В., Тимошкин В.В., Сухачев И.С., Сидоров С.В. Оценка остаточного ресурса изоляции погружного электродвигателя установок электрических центробежных насосов добычи нефти при воздействиях импульсных перенапряжений // Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов. 2017. Т. 328. № 10. С. 74-80.
- [12] Brinner T., Bulmer R., Kellg J. Lighting protection for submergible oilwell pumps // 32-nd Annu. Petrol. and Chem. Ind. Conf., Houston, Tex, Sept. 9-11, 1985, New York, USA, 1985.
- [13] Sukhachev I.S., Gladkikh T.D., Sushkov V.V. An algorithm of the loss risk assessment in the oil production in case of electric submersible motor failure // IEEE Conf. 2016 Dynamics of Systems, «Mechanisms and Machines», 2016, Omsk, Russia, № 7819089.

- [14] Bauer H., Langer G. Modelle und Strategien für Prüfungen der elektromagnetischen Vertraglichkeit (EMV) // *Elektric*. 1988. № 11. Pp. 409-415.
- [15] Sushkov V.V., Martianov A.S. Specific of Ride Through Solutions for Electric Submersible Pumps with Adjustable Speed Drive // *Dynamics of Systems. Mechanisms and Machines (Dynamics)*, 2014, Omsk, Russia, № 7005681. Pp. 1-4.

V.S. Romanov, V.G. Goldshtein, N.S. Vasilieva

METHODOLOGY OF ESTIMATION AND FORECASTING OF RESIDUAL RESOURCE OF SUBMERSIBLE ELECTRIC MOTORS OF OIL PRODUCTION

Samara State Technical University,
Samara, Russia

Abstract. The statistics of electrical engineering complexes operation in oil fields indicates a high accident rate of submersible electrical equipment (SEE), especially submersible electric motors (SEM). In this regard, the issues of evaluation and forecasting of the resource of the SEM are relevant. The article discusses the key properties of SEE oil production, characterizing its reliability and durability. Based on the analysis of statistical data on the SEM failure and the technical literature, the main trends in improving the reliability of the SEM are highlighted. Differential equations have been compiled, which allows one to determine the duration of the SEM life cycle, depending on its technical level. Using the equations, calculations of the life cycle duration for conditional SEM groups have been performed. Conclusions were drawn about a substantial wear of the SEM fleet and a low efficiency of the restoration repairs on the basis of the obtained results. The main causes of premature failures in the operation of submersible electric units (SEU) have been considered and recommendations have been made to improve the reliability of SEU and SEM.

Keywords: evaluation of residual life of submersible motors, equipment life, failure statistics, submerged electrical equipment, submersible oil production, reliability, reliability indicators, submersible electric motors, time between failures.

References

- [1] V.Yu. Alekperov and V.Ya. Kershenbaum, Installation of submersible centrifugal pumps for oil production. Moscow: Science and Technology, 1998.
- [2] I.M. Aliev, Diagnostics of oil wells operated by submersible centrifugal pumps // *Cand. of Tech. S. thesis*, Russian Research Institute. Academician A.P. Krylov, Moscow, Russia, 1988.
- [3] S.G. Babaev, I.A. Gabibov and R.Kh. Melikov, Fundamentals of the reliability theory of oilfield equipment. Baku: AGNA, 2015.
- [4] A.A. Girfanov, V.G. Goldstein and D.N. Dadonov. Analysis of the operational reliability of the EPU // in proc. Collection. doc. IX Ross. scientific.-techn. conf. elec-

- tromagnetic compatibility of technical facilities and electromagnetic safety EMC-2006, St. Petersburg, Russia, pp. 173-176.
- [5] I.R. Baikov, E.A. Smorodov and V.G. Deyev. Time series analysis as a method of forecasting and diagnostics in oil production // Oil industry, vol. 2, pp. 71-74, 2002.
 - [6] L.M. Zamihovsky and V.P. Kalyavin, Technical diagnostics of submerged electrical installations for production. Snyatyn: Prut Print, 1999.
 - [7] O.G. Mamedov, Scientific basis for increasing the operational reliability of submersible electric motors: Monograph. Baku: publishing house «Elm», 2010.
 - [8] V.S. Romanov and V.G. Goldstein. Methods of dynamic improvement of energy efficiency and reliability of submersible electric motors of oil production // Smart Dynamics of systems, mechanisms and machines. Dynamics of electrotechnical complexes and systems, vol. 5. no. 3, pp. 96-100, 2017.
 - [9] V.S. Romanov and V.G. Goldstein. The dynamic improvement methods of energy efficiency and reliability of oil production submersible electric motors // Journal of Physics. IOP Conf. Series. vol. 944, no. 012099, 2018.
 - [10] A.L. Portnyagin and I.G. Solovyev. Estimation of the residual life of submerged equipment // Vestn. Cybernetics, vol. 1, pp. 103-108, 2002.
 - [11] V.V. Sushkov, V.V. Timoshkin, I.S. Sukhachev and S.V. Sidorov. Evaluation of the residual life of the submersible motor insulation of electric centrifugal oil pump installations under the influence of impulse overvoltages // Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Engineering georesources, T. 328. vol. 10, pp. 74-80, 2017.
 - [12] T. Brinner, R. Bulmer and J. Kellg. Lighting protection for submergible oilwell pumps // in proc. 32-nd Annu. Petrol. and Chem. Ind. Conf., Houston, Tex., Sept. 9 – 11, 1985, New York, USA.
 - [13] I.S. Sukhachev, T.D. Gladkikh and V.V. Sushkov. An algorithm of the loss risk assessment in the oil production in case of electric submersible motor failure // in proc. IEEE Conf. 2016 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines, 2016, Omsk, Russia. № 7819089.
 - [14] H. Bauer and G. Langer. Modelle und Stategien fur Prufungen der elektromagnetischen Vertraglichkeit (EMV) // Elektric, vol. 11, pp. 409-415, 1988.
 - [15] V.V. Sushkov and A.S. Martianov. Specific of Ride Through Solutions for Electric Submerisable Pumps with Adjustable Speed Drive // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines, 2014, Omsk, Russia, № 7005681. Pp. 1-4.

УДК 68.83.523

Ю.П. Филюшов ¹, Г.М. Симаков ², В.Ю. Филюшов ²

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

¹ Федеральное государственное унитарное предприятие «Север»

² Новосибирский государственный технический университет

Для эффективного управления электрической машиной необходимо обеспечение наилучшего сочетания динамических и энергетических свойств электропривода. Однако эти свойства имеют противоречивый характер, что требует комплексного подхода к синтезу управления и формализации задачи управления. В работе рассмотрено правило выбора решений многокритериальной оптимизации, на основе которого формализуется задача эффективного управления электроприводом переменного тока. Приведены функции энергетического состояния электрической машины, описывающие связи силовых и энергетических характеристик. Установлено, что поверхности функций обладают минимумом, который зависит от конструктивного исполнения электрической машины. Рассмотрены условия изменения состояния электрической машины за минимальное время при ограничении мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Сформулировано правило выбора решений многокритериальной оптимизации работы электропривода в зависимости от цели и характера технологической задачи. На основе правила предложен метод формализации требований к управлению, обеспечивающему эффективное использование электрической машины и источника питания для реализации цели управления.

Ключевые слова: многокритериальный синтез управления, обобщенная электрическая машина, связи основных свойств электрической машины посредством показателей качества, электропривод переменного тока.

1. Актуальность работы

В процессе исторического развития быстродействующий электропривод достиг высокого уровня совершенства, обеспечивая высокие динамические свойства, удовлетворяющие самым разнообразным технологическим задачам. Вместе с тем, являясь энергосиловой установкой, электропривод должен наилучшим образом отвечать не только динамическим, но и энергетическим требованиям, учитывая существующие ограничения [1].

Предъявляемые к электроприводу требования обусловлены желанием повысить производительность технологических процессов и максимально снизить потери энергии [2]. Для решения задачи эффективного управления необходимо сопоставить основные свойства электропривода, учитывая величину реактивной мощности, потери в стали, потери в меди,

насыщение магнитной системы, мощность мгновенного изменения энергии магнитного поля при формировании электромагнитного момента, эффективность использования напряжения и мощности, подводимой к обмоткам двигателя. Эти свойства имеют противоречивый характер, что усложняет решение задачи эффективного управления, обеспечивающего наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода, которое достигается при наиболее полном использовании электрической машины и источника питания [3]. Такое управление зависит от нескольких показателей качества, что обуславливает многокритериальный подход к синтезу управления электроприводом [4]. Эффективное управление должно обеспечить наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода в условиях существующих ограничений. Сложность заключается в том, что не разработано правило (принцип оптимальности), которое позволило бы ответить на вопрос, какое решение лучше для реализации предъявляемых требований к электроприводу [5]. Необходимо знать аргументы, определяющие закон управления, и установить перечень показателей качества, влияющих на динамические и энергетические свойства электропривода в зависимости от принятых аргументов. Задавая один критерий качества, ограничивая область допустимых управлений, следует определить другие локальные критерии, показатели которых в этих условиях имеют наилучшее значение. Поэтому решение задачи комплексного (многокритериального) подхода к синтезу управления, обеспечивающего наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода, в рамках установленных ограничений, требует своего решения [6].

II. Связи силовых и энергетических характеристик электрической машины

Для решения задачи эффективного управления разработано правило выбора решений многокритериальной оптимизации работы электропривода, на основании которого формализуется задача управления, обеспечивающего наилучшее сочетание динамических и энергетических свойств электропривода в условиях заданных ограничений. Учитывая разнообразие исследуемых объектов, в качестве преобразователя энергии рассматривается обобщённая электрическая машина. Вектор напряжения U определяет управление (1) электрической машиной:

$$U = R \cdot I + \omega \cdot D \cdot \Psi + \frac{d\Psi}{dt}; U = [u_d \quad u_q \quad u_{rd} \quad u_{rq}]^T; \quad (1)$$

$$\Psi = [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_{rd} \quad \psi_{rq}]^T; R = \text{diag}\{R_s \quad R_s \quad R_r \quad R_r\};$$

$$I = L^{-1} \cdot \Psi; L_s = L_m + L_{\sigma}; L_r = L_m + L_{\sigma r}; L_m = \frac{\Psi_0}{I_0};$$

$$I_0 = \sqrt{(i_d + i_{rd})^2 + (i_q + i_{rq})^2}; \Psi_0 = \sqrt{(\Psi_d - L_{\sigma} \cdot i_d)^2 + (\Psi_q - L_{\sigma} \cdot i_q)^2}.$$

где D – матрица поворота; L – матрица индуктивностей; L_{σ} , $L_{\sigma r}$ – индуктивности рассеивания обмоток статора и ротора; L_s , L_r – полные индуктивности обмоток статора и ротора; L_m – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора определяет мгновенное отношение потокоцепления в воздушном зазоре Ψ_0 к току намагничивания I_0 .

Для обобщенной электрической машины связь потокоцепления в воздушном зазоре и тока намагничивания имеет линейную зависимость.

Исследование основывается на математической модели (1), представленной уравнениями Кирхгофа в системе координат d , q , вращающихся со скоростью ротора ω , ориентированной по току ротора $i_{rq} = 0$, $i_{rd} = i_r$. Связи силовых и энергетических характеристик, в качестве которых выступают электромагнитный момент, энергия магнитного поля, тепловые потери и напряжение, подводимое к обмоткам электрической машины, рассмотрены в работе 2009 года [7]. Для анализа этих связей нами рассмотрены процессы электромеханического преобразования энергии. Эти процессы неразрывно связаны с накоплением энергии w в обмотках двигателя (энергией магнитного поля) и описываются уравнением (2) баланса P мощности всех цепей управления.

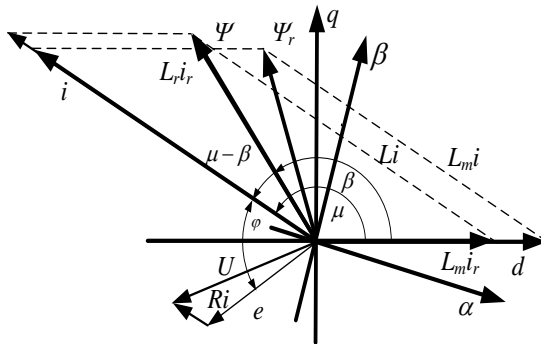


Рис. 1. Векторная диаграмма работы обобщенной электрической машины

Из представленного уравнения следует, что состояние электрической машины зависит от четырех независимых переменных [8]. В качестве независимых переменных могут выступать: электромагнитный момент m ;

ω – угловая скорость вращения ротора; β , φ – два аргумента представленных на рисунке 1, которых достаточно для определения положения всех векторов. Из числа приведенных переменных m и ω заданы условиями технологической задачи. Варьируемыми величинами выбраны аргументы β , φ с помощью которых осуществляется поиск связей основных свойств работы электропривода.

$$P = I^T \cdot R \cdot I + \omega \cdot I^T \cdot D \cdot \Psi + I^T \cdot \frac{d\Psi}{dt} = \Delta P + \omega \cdot m + \frac{dw}{dt} . \quad (2)$$

$$w = \frac{1}{2} \cdot \Psi^T \cdot I ; f(\varphi, \beta) = \frac{2 \cdot w}{m} ;$$

$$f(\beta, \varphi) = \frac{1}{(\operatorname{ctg} \beta + \operatorname{tg} \varphi)} \cdot \left(\frac{1}{\cos^2 \varphi} + \frac{L_r \cdot L_s}{L_m^2 \cdot \sin^2 \beta} - 2 + 2 \operatorname{tg} \varphi \cdot \operatorname{ctg} \beta \right) . \quad (3)$$

$$F(\varphi, \beta) = \frac{\Delta P}{m} ;$$

$$F(\beta, \varphi) = \frac{1}{(\operatorname{ctg} \beta + \operatorname{tg} \varphi)} \cdot \left(\frac{R_s}{L \cdot \cos^2 \varphi} + \frac{R_r}{L_m^2} \cdot \frac{L_s}{\sin^2 \beta} \right) . \quad (4)$$

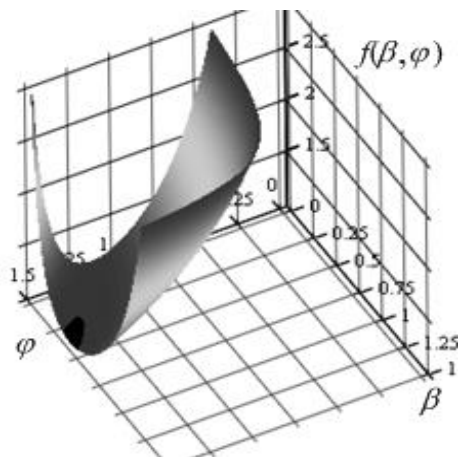
$$f_{\min} = \frac{2 \cdot \sqrt{L_r \cdot L_s - L_m^2}}{L_m} ; \quad (5)$$

$$\beta = \frac{\pi}{2} ; \varphi = \arcsin \sqrt{\frac{L_r \cdot L_s - L_m^2}{L_r \cdot L_s}} .$$

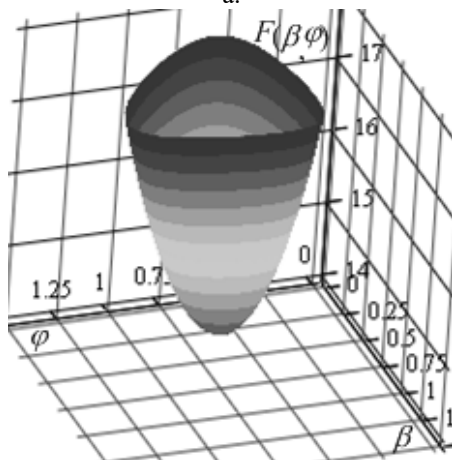
$$F_{\min} = \frac{2 \cdot \sqrt{R_r \cdot R_s}}{L_m} ;$$

$$\varphi = \beta = \arcsin \left(L_s \cdot \sqrt{\frac{R_r}{R_r \cdot L_s^2 + R_s \cdot L_m^2}} \right) . \quad (6)$$

Связи силовых и энергетических характеристик электрической машины представлены в виде двух функций энергетического состояния [9]. Поверхности значений функций в линейной части характеристики намагничивания отражены на рисунке 2. Первая функция энергетического состояния $f(\varphi, \beta)$ определяет связь между энергией w , накапливаемой в обмотках электрической машины, и электромагнитным моментом (3), не имеет размерности.



а.



б.

Рис. 2. Поверхности значений первой $f(\varphi, \beta)$ (а) и второй $F(\varphi, \beta)$ (б) функций энергетического состояния электрической машины

Связь между тепловыми потерями и электромагнитным моментом m представлена в виде второй функции (4) энергетического состояния $F(\varphi, \beta)$ [с⁻¹]. Потери в стали учитываются в табличной форме. Проведенные исследования показывают: поверхность значений каждой из функций имеет минимум f_{\min} , F_{\min} , который зависит от конструктивного исполнения электрической машины и достигается при определенном положении векторов [10]. Минимум $f(\varphi, \beta)$ достигается при аргументах β , φ , определен-

ных выражением (5). Минимум $F(\varphi, \beta)$ достигается при аргументах, определенных другими формулами (6). Установленные связи силовых и энергетических характеристик обобщенной электрической машины позволяют экстраполировать полученные результаты и на другие типы электрических машин, учитывая потери в стали насыщение магнитной системы двигателя.

III. Структурирование связей основных свойств электропривода

При повышении быстродействия системы путем форсирования управления увеличиваются напряжение и мощность, подводимая к обмоткам двигателя. Это определяет увеличение интенсивности процессов преобразования энергии. Рассмотрим условия изменения состояния электрической машины за минимальное время при ограничении мощности, подводимой к обмоткам двигателя [11]. В качестве уравнения связи (7) рассмотрим уравнение баланса мощностей (2) полагая, что темп изменения энергии магнитного поля существенно превышает темп изменения скорости вращения ротора:

$$\frac{dw}{dt} = -2 \cdot w \cdot \frac{\omega + F(\beta, \varphi)}{f(\beta, \varphi)} + P_{ref}; \quad T_\omega = \frac{f(\beta, \varphi)}{\omega + F(\beta, \varphi)}. \quad (7)$$

$$T_\omega = \frac{f(\beta, \varphi)}{\omega} \cdot \eta [c]. \quad (8)$$

Параметр времени T_ω , характеризующий темп электромеханического преобразования энергии, может выступать в качестве показателя качества работы электропривода (8). Он зависит от функций энергетического состояния $F(\varphi, \beta)$, $f(\varphi, \beta)$ и угловой скорости вращения ротора ω . Положение векторов, при котором функция $f(\varphi, \beta)$ имеет минимальное значение, определяет условие наивысшей интенсивности процессов преобразования энергии при ограничении их мощности. В этих условиях возрастают потери в электроприводе. Это потребовало установить зависимость показателя η энергетической эффективности и показателя интенсивности процессов преобразования энергии T_ω .

Напряжение подводится к обмоткам двигателя в зависимости от способа управления, реализуемого в электроприводе. Желаемые соотношения энергетических и динамических свойств электропривода могут быть реализованы только при достаточной величине напряжения, значение которого всегда ограничено. Поэтому оценка свойств будет неполной без оценки величины и эффективности использования напряжения u , подводимого к обмоткам двигателя. Для этой цели введена третья функция (9)

энергетического состояния $f_u(\varphi, \beta)$, устанавливающая зависимость между модулем напряжения статора и электромагнитным моментом:

$$f_u(\beta, \varphi) = \frac{u^2}{R_s \cdot m}, \text{ где } u = \sqrt{u_d^2 + u_q^2}. \quad (9)$$

$$f_u(\beta, \varphi) = \frac{\operatorname{tg}^2 \varphi + [1 + \omega \cdot T_s \cdot (\operatorname{ctg} \beta + \operatorname{tg} \varphi)]^2}{T_s \cdot (\operatorname{ctg} \beta + \operatorname{tg} \varphi)} [\text{c}]. \quad (10)$$

$$U_0 = \frac{U_{\min}}{U} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\omega}{f_u(\beta, \varphi)}}; \quad U_{\min} = 2 \cdot \sqrt{R_s \cdot \omega \cdot m}. \quad (11)$$

Приняв обозначение $T_s = L_s/R_s$, третья функция энергетического состояния $f_u(\varphi, \beta)$ записана формулой (10). Поверхность значений функции $f_u(\varphi, \beta)$ представлена на рисунке 3. При заданной скорости вращения ротора аргументы функции $f_u(\varphi, \beta)$ могут характеризовать величину необходимого напряжения.

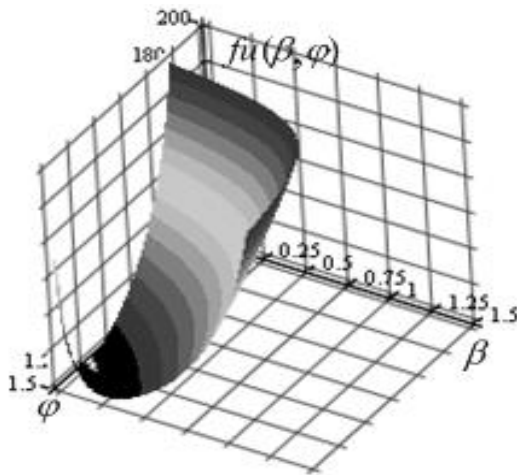


Рис. 3. Третья функция энергетического состояния, характеризующая связь электромагнитного момента и напряжения, подводимого к обмоткам двигателя

Для оценки эффективности использования напряжения U_0 выбрано отношение U_{\min} к величине напряжения U , требуемого для реализации того или иного способа управления (11), где U_{\min} – величина минимального

напряжения необходимого для передачи исполнительному механизму заданной мощности при фиксированной скорости ω .

Сочетание аргументов φ , β функций (3-4) и (10) определяет основные свойства работы электрической машины, которые характеризуются показателями качества.

Аргументы φ , β могут выступать в качестве задания основных свойств электропривода при организации многомерного управления. На рисунке 4 представлена структурная схема связей основных свойств электропривода от аргументов, определяющих положение векторов в системе вращающихся координат. В качестве показателей качества выступают:

- коэффициент полезного действия;
- показатель интенсивности процессов преобразования энергии;
- показатель эффективности использования напряжения;
- показатель эффективности использования мощности.

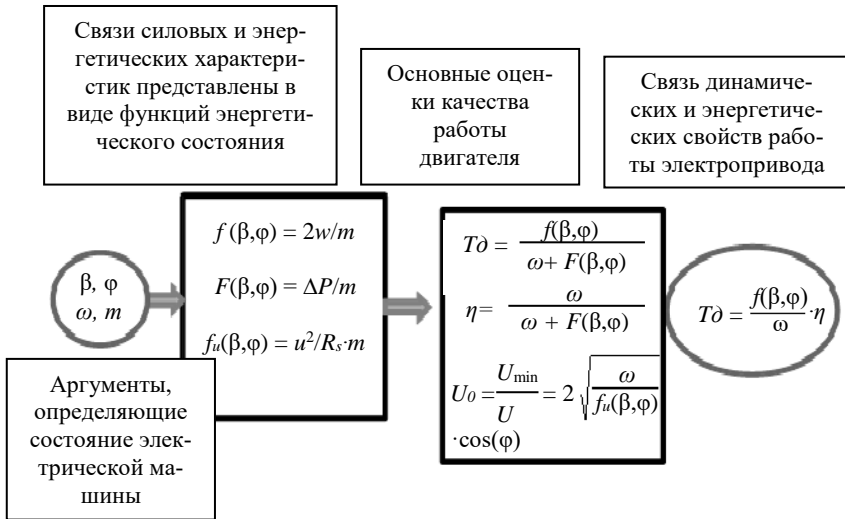


Рис. 4. Структура связей показателей основных свойств работы электрической машины

IV. Решение многокритериальной оптимизация электропривода

Установленный перечень взаимосвязанных показателей качества динамических и энергетических свойств позволяет сформулировать правило выбора решений многокритериальной оптимизации работы электропривода в зависимости от цели и характера технологической

задачи. Задавая один показатель, всегда можно определить аргументы, при которых другие показатели качества имеют наилучшее значение. Рассмотрим применение этого правила на следующем примере. Пусть задано время t_{ref} , в течение которого необходимо линейно сформировать электромагнитный момент m_{ref} при ограничении мощности P_{ref} , подводимой к обмоткам двигателя. Скорость вращения ротора равна нулю. В этих условиях необходимо определить аргументы β , φ , при которых потери ΔP_{min} минимальны. Для этой цели определена безразмерная величина первой функции энергетического состояния $f(\beta, \varphi)$:

$$\frac{dw}{dt} = P_{ref} = \frac{f(\beta, \varphi)}{2} \cdot \frac{dm}{dt}; \quad f(\beta, \varphi) = \frac{P_{ref}}{2} \cdot \frac{t_{ref}}{m_{ref}}; \quad (12)$$

$$\beta = f(\varphi); \quad \Delta P_{min} = F(\beta) \cdot M_{ref}.$$

Установленное значение функции $f(\beta, \varphi)$ позволяет определить связь между аргументами φ , β в области значений, где выполняются условия заданного быстродействия. При определенном значении функции $f(\beta, \varphi)$ следует выделить те значения аргументов, при которых вторая функция $F(\beta, \varphi)$ имеет минимальное значение. При подстановке полученной связи аргументов в (4), вторая функция энергетического состояния $F(\beta)$ представляется зависимостью уже от одного аргумента.

Минимум функции $F(\beta)$, представленный на рисунке 5, определяет те значения аргументов, при которых достигаются условия заданного быстродействия.

Зная аргументы, доставляющие наилучшее соотношение динамических и энергетических свойств электропривода при различной скорости вращения ротора, следует проверить решение в условиях существующих ограничений. В качестве ограничений могут выступать показатели, представленные на рисунке 4 в структурированном виде. В случае выхода на ограничение (напряжения или эффективности использования мощности), следует снизить быстродействие или, в условиях ограничения быстродействия, увеличить потери, определив новые значения аргументов. На основании разработанного правила многокритериальной оптимизации предложен метод формализации требований к управлению, которое обеспечивает эффективное использование электрической машины и источника питания для реализации цели управления.

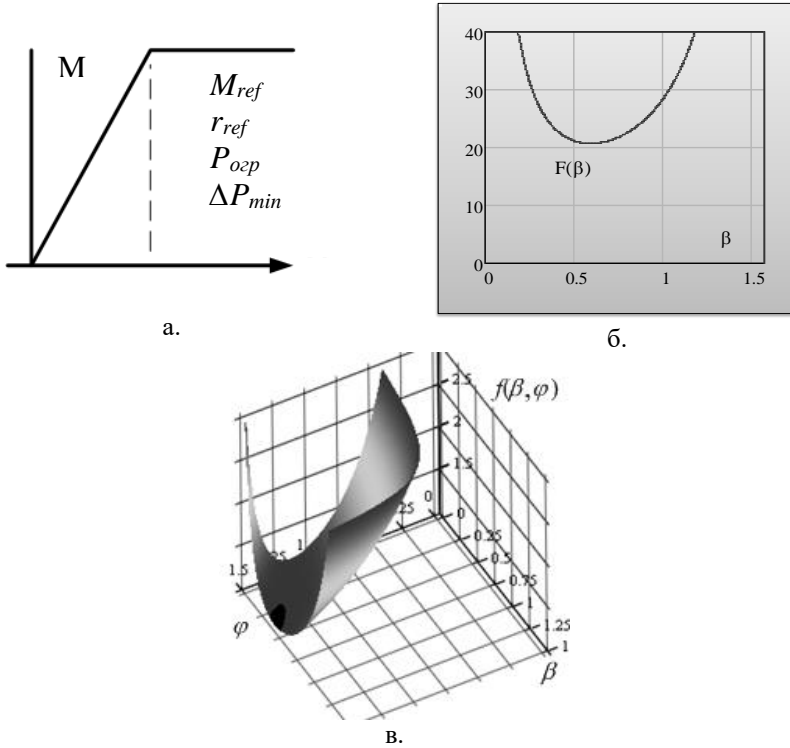


Рис. 5. Пример выбора решений многокритериальной оптимизации

В. Заключение

Задача выбора решений многокритериальной оптимизации электропривода является составной частью разработанной концепции комплексного подхода к синтезу многомерного управления электроприводами различного типа. Формализация задачи управления выполняется в соответствии с технологическими требованиями. Определяется изменение аргументов в функции скорости или нагрузки. Синтез многомерного управления электроприводом позволяет, наряду с формированием электромагнитного момента, регулировать энергетические свойства электропривода. Концепция включает рассмотрение условий изменения состояния электрической машины вариационными методами за минимальное время при ограничении полосы пропускания регулируемых переменных [12, 13]. Стандартный характер изменения выходных величин достигается за счет синтеза управления методом обратной модели с линеаризацией по выходу [14]. Новизна и приоритет управления, формализация которого осуществ-

лена на основе разработанного правила, подтверждена патентом на изобретение № 2092967 РФ, Н 02 Р 21/00. Его идея положена в основу методологии синтеза многомерного управления электрическими машинами (синхронных с электромагнитным возбуждением, явнополюсных и неявнополюсных синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и асинхронных машин с короткозамкнутым ротором) быстродействующего электропривода. Такое управление расширяет потребительские свойства электропривода переменного тока, поскольку не осуществляет предварительного намагничивания магнитной системы двигателя и улучшает интегральную оценку КПД за время переходного процесса на 6-8% [15-16].

Областью применения алгоритмов управления, основанных на разработанной концепции, могут быть электроприводы металлургической, металлообрабатывающей промышленности, электроприводы подвижного состава железнодорожного транспорта, где к технологическим процессам предъявляются высокие динамические и энергетические требования в условиях существенного изменения нагрузки.

© Филюшов Ю.П., 2018

© Симаков Г.М., 2018

© Филюшов В.Ю., 2018

Библиографический список

- [1] Ильинский Н.Ф., Сарбатов Р.С. Научно-технические аспекты повышения эффективности использования энергии в массовом электроприводе. Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 448 с.
- [2] Шубенко В.А., Оптимизация частотно управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока // Электричество. 1970. № 9. С. 23-26.
- [3] Филюшов Ю.П. Метод оптимального синтеза управляющих воздействий машины переменного тока // Электротехника. 2012. № 8. С. 28-34.
- [4] Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. М.: Энергия, 1964. – 527 с.
- [5] Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
- [6] Поляков В.Н. Экстремальное управление электрическими двигателями. Екатеринбург: УГТУ – УПИ, 2006. – 420 с.
- [7] Поляков В.Н. Энергоэффективные режимы регулируемых электроприводов: дис. док. техн. наук, Ур. гос. техн. ун-т, Екатеринбург, 2009. – 495 с.
- [8] Филюшов Ю.П. Синтез структуры управления синхронным двигателем в системе его физических переменных, обеспечивающий минимум реактивных потерь // Труды всероссийской научно-технической конференции по повышению эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири. Иркутск, 1994. С. 1-5.

- [9] Симаков Г.М. Энергоэффективное управление. Исследование энергоэффективного управления быстродействующим асинхронным электроприводом // IX международная конференция по автоматизированному электроприводу (АЭП-2016). Пермь, 2016. С. 152-168.
- [10] Филюшов Ю.П. Оптимизация электромагнитных процессов в асинхронной короткозамкнутой машине // Электричество. 2011. № 5. С. 42-47.
- [11] Алексеев В.М. Оптимальное управление. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1979. – 430 с.
- [12] Воевода А.А. Синтез алгоритма управления многоканальным объектом // Вестник РГРТУ. 2017. № 61. С. 88-95.
- [13] Филюшов В.Ю. Линеаризация нелинейного трехканального динамического объекта обратной связью // Научный вестник НГТУ. 2017. т. 66. № 1. С. 43-49.
- [14] Филюшов Ю.П. Оптимизация электромагнитных процессов в синхронной машине // Электричество. 2011. № 8. С. 57-62.
- [15] Филюшов Ю.П. Управления асинхронной машиной в условиях минимума реактивной мощности // Электротехника. 2014. № 2. С. 15-20.

J.P. Filyushov ¹, G.M. Simakov ², V.J. Filyushov ²

MULTICRITERIA OPTIMIZATION OF AC ELECTRIC DRIVE

¹ Federal State Unitary Enterprise Production Association «Sever»,
Novosibirsk, Russia

² Novosibirsk State Technical University,
Novosibirsk, Russia

Abstract. To effectively control an electric machine, it is necessary to ensure the best combination of dynamic and energy properties of an electric drive. However, these properties are contradictory, which requires a comprehensive approach to the synthesis of management and the formalization of the management task. The paper considers a rule for choosing solutions of multi – criteria optimization, on the basis of which the task of efficient control of an AC electric drive is formalized. The functions of the energy state of the electric machine, describing the relationship of power and energy characteristics have been presented. It is established that the surface functions have a minimum, which depends on the design of the electric machine. The conditions for changing the state of an electric machine in the shortest time while limiting the power supplied to the motor windings are considered. A rule has been formulated for choosing solutions for multicriterial optimization of the electric drive operation depending on the purpose and nature of the technological problem. On the basis of the rule, a method of formalization of management requirements has been proposed, which ensures the effective use of an electrical machine and a power source for realizing the purpose of control.

Keywords: communication of the basic properties of an electric machine by means of quality indicators, electric drive of alternating current, generalized electric machine, multi-criteria synthesis of control.

References

- [1] N.F. Ilinskiy and R.S. Sarbatov, Scientific and technical aspects of increasing the efficiency of energy use in the mass electric drive. Automated electric drive. Moscow: Energoatomizdat, 1986.
- [2] V.A. Shubenko. Optimization of the Frequency Controlled Asynchronous Electric Water-to-Current Minimum // Electricity. no. 9, pp. 23-26, 1970.
- [3] Yu.P. Filyushov. Method of optimal synthesis of control actions of an alternating current machine // Elektrotehnika, no. 8, pp. 28-34, 2012.
- [4] D. White, G. Woodson, Electromechanical energy conversion. Moscow: Energy, 1964.
- [5] R.T. Schreiner, T. R. Dmitrenko. Optimum frequency control of asynchronous electric drives. Kishinev: Shtiintsa 1982.
- [6] V.N. Polyakov, Extreme electric motor control. Yekaterinburg: UGTU – UPI, 2006.
- [7] V.N. Polyakov. Energy efficient modes of adjustable electric drives// Doc. of Tech. S. thesis, Ural State Technical University, Yekaterinburg, Russia, 2009.
- [8] Yu.P. Filyushov. Synthesis of the control structure of a synchronous engine in the system of its physical variables, ensuring a minimum of jet losses// in proc. Proceedings of the All-Russian Scientific and Technical Conference on improving the efficiency of energy production and use in Siberia. 1994, Irkutsk, Russia, pp. 1-5.
- [9] G.M. Simakov. Energy efficient management. Study of energy – efficient control of high – speed asynchronous electric drive// in proc. IX Intern. Conf. on Automated electric drive (AEP-2016). 2016, Perm, Russia, pp. 152-168.
- [10] Yu.P. Filyushov. Optimization of electromagnetic processes in an asynchronous short-circuited machine // Electricity, no. 5, pp. 42-47, 2011.
- [11] V.M. Alekseev. Optimal control. Moscow: Science, 1979.
- [12] A.A. Voevoda. Synthesis of the control algorithm of a multichannel object // Vestnik RGRTU, no. 61, pp. 88-95, 2017.
- [13] V.Yu. Filyushov. Linearization of a nonlinear three-channel dynamic object by feedback // Scientific Herald of the NSTU, t. 66, no 1, pp. 43-49, 2017.
- [14] Yu.P. Filyushov. Optimization of electromagnetic processes in the synchronous machine bus // Electricity, no. 8, pp. 57-62, 2011.
- [15] Yu.P. Filyushov. Control of an asynchronous machine in conditions of a minimum of reactive power // Electrical Engineering, no. 2, pp. 15-20, 2014.

УДК 621.31

Е.Б. Солнцев, С.А. Петрицкий, С.Н. Юртаев

РАСЧЕТНО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ УЧАСТКА РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ 6-20 кВ С ТИРИСТОРНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ

Нижегородский государственный технический университет
им. Р.Е. Алексеева

Одно из ключевых направлений развития электротехнических систем связано с внедрением оборудования, позволяющего осуществлять активно-адаптивное управление параметрами систем. В НГТУ разработан твердотельный регулятор вольтодобавочного напряжения (ТРВДН), позволяющий регулировать величину выходного напряжения и угол сдвига основной гармоники. Однако, вследствие использования в конструкции устройства тиристорных коммутаторов, при своей работе ТРВДН вносит искажения в форму выходного напряжения. Статья посвящена разработке расчетно-аналитической модели участка распределительной электрической сети 6-20 кВ с тиристорным регулятором величины и фазы напряжения. Модель позволяет проводить исследование электромагнитной совместимости тиристорных регуляторов напряжения при их использовании в распределительных сетях среднего напряжения. Назначение модели заключается в определении в электрической сети несинусоидальности напряжений и токов, вызванных работой тиристорных регуляторов. С помощью модели проведен анализ гармонического состава напряжений на выходе ТРВДН и анализ гармонического состава токов, генерируемых ТРВДН в электрическую сеть. Полученные результаты будут использованы для определения оптимальных параметров устройства, обеспечивающих минимальное отрицательное воздействие на качество выходного напряжения.

Ключевые слова: несинусоидальность напряжения, расчетно-аналитическая модель, регулирование величины и фазы напряжения, тиристорный регулятор, электромагнитная совместимость.

1. Введение

Устройства автоматического регулирования величины и фазы напряжения относятся к элементам активно-адаптивного управления параметрами и конфигурацией электрических сетей [1-8]. Применение данных устройств выполняет функцию адаптации сети к текущему режиму ее работы, и позволяет:

- обеспечить оптимальный уровень напряжения у потребителей при разных длинах питающих линий, в результате чего регуляторы РПН рай-

онных понизительных подстанций могут не обеспечивать требуемый уровень напряжения у конечных потребителей;

- обеспечить оптимальное распределение потоков активной и реактивной мощности в сложных замкнутых электрических сетях;
- увеличить пропускную способность электрических сетей, снизить потери активной мощности при передаче.

Учеными НГТУ разработан твердотельный регулятор вольтодобавочного напряжения (ТРВДН). Это автоматический тиристорный регулятор величины и фазы напряжения с параллельным и последовательным трансформаторами [9].

На рис. 1 приведена однолинейная схема распределительной электрической сети с ТРВДН.

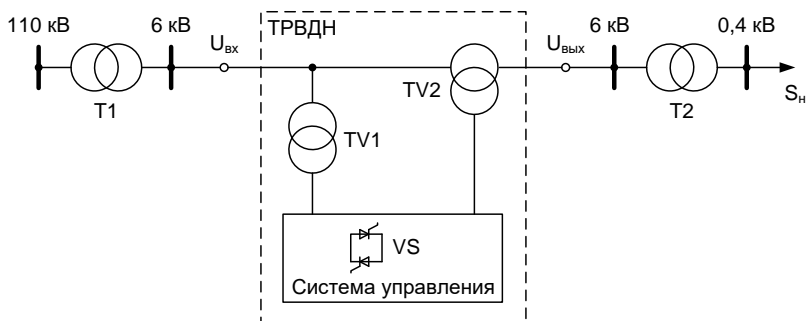


Рис. 1. Однолинейная схема распределительной электрической сети с ТРВДН

Силовая часть ТРВДН содержит параллельный трансформатор $TV1$ и последовательный трансформатор $TV2$. Первичные обмотки трансформатора $TV1$ подключены к входным зажимам ТРВДН (сеть 6-20 кВ). Его вторичные обмотки через тиристорные коммутаторы VS системы управления подключены к первичным обмоткам трансформатора $TV2$. Вторичные обмотки трансформатора $TV2$, включенные между входными ($U_{вх}$) и выходными ($U_{вых}$) зажимами ТРВДН (в расщелку линии), вносят продольно-поперечную составляющую напряжения, регулируемую тиристорными коммутаторами по фазе и величине.

Система управления ТРВДН включает модули продольного и поперечного регулирования, выполненные на тиристорных коммутаторах. Модуль продольного регулирования реализует регулирование величины, а модуль поперечного регулирования – фазы выходного напряжения ТРВДН относительно входного. Оба модуля с помощью принятых схемных соединений тиристорных коммутаторов могут быть включены или исключены

из цепи питания первичных обмоток трансформатора $TV2$. Совместное использование модулей поперечного и продольного регулирования позволяет реализовать продольно-поперечное регулирование выходного напряжения ТРВДН.

Данное устройство предназначено для использования в сети среднего напряжения (6-20 кВ), и обеспечивает регулирование величины выходного напряжения относительно входного в диапазоне $\pm 10\%$ и изменение угла сдвига основной гармоники выходного напряжения относительно входного в диапазоне $\pm 5^\circ$.

ТРВДН, вследствие использования в его конструкции тиристорных коммутаторов, при своей работе вносит искажения в форму выходного напряжения, т.е. генерирует высшие гармонические составляющие, допустимый уровень которых ограничивается требованиями к качеству электроэнергии по показателям несинусоидальности напряжения.

В соответствии с ГОСТ 32144-2013, показателями качества электроэнергии, относящимися к несинусоидальности напряжения, являются:

- значения коэффициентов гармонических составляющих напряжения до 40-го порядка $K_{U(v)}$ в процентах напряжения основной гармонической составляющей U_1 ;
- значение суммарного коэффициента гармонических составляющих напряжения K_U (отношение среднеквадратического значения суммы всех гармонических составляющих до 40-го порядка к среднеквадратическому значению основной составляющей, выраженное в процентах) [10].

При этом искажения формы выходного напряжения ТРВДН генерируют гармонические токи, протекающие в электрических сетях. Эти токи создают соответствующие падения напряжений на сопротивлениях сетей, и таким образом оказывают влияние на гармонический состав напряжений в различных точках сети, к которой подключен ТРВДН.

II. Цели и задачи исследования

Целью разработки расчетно-аналитической модели участка распределительной электрической сети с ТРВДН является оценка влияния ТРВДН на несинусоидальность напряжения в электрической сети в различных режимах его работы.

При разработке модели поставлены следующие задачи: анализ гармонического состава напряжений на выходе ТРВДН; анализ гармонического состава токов, генерируемых ТРВДН в электрическую сеть.

III. Описание расчетно-аналитической модели ТРВДН

В основу модели заложены математические выражения, описывающие параметры трехфазной электрической сети и теоретические основы работы тиристорных коммутаторов [11-13].

В модели рассматривается схема участка распределительной электрической сети с ТРВДН, показанная на рис. 1. На рис. 2 приведена трехфазная схема замещения данного участка сети. Источником питания является трансформатор $T1$ районной понижающей подстанции 110/6 (10, 20) кВ, вторичные обмотки которого соединены по схеме «треугольник». Обмотки ТРВДН включены последовательно, в рассечку линии 6-20 кВ. В качестве нагрузки представлены эквивалентные сопротивления системы «трансформатор ($T2$) – нагрузка (S_{II})», первичные обмотки трансформатора $T2$ соединены по схеме «треугольник».

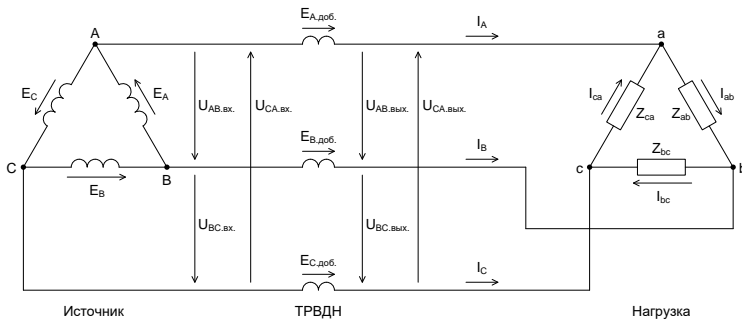


Рис. 2. Схема замещения участка трехфазной сети с ТРВДН

Регулирование величины напряжения под действием ТРВДН осуществляется введением в линию каждой фазы добавки напряжения U_2 , совпадающей или находящейся в противофазе с фазными напряжениями источника U_1 , что позволяет получить на выходе ТРВДН линейные напряжения, совпадающие по фазе со входными и увеличенные или уменьшенные относительно входных напряжений на величину U_2 .

Регулирование фазы напряжения реализуется введением в линию каждой фазы добавки напряжения U_3 , сдвинутой на $\pm 90^\circ$ относительно фазных напряжений сети U_1 , что позволяет получить на выходе ТРВДН линейные напряжения, отстающие или опережающие по фазе входные напряжения на угол θ . Отстающие напряжения формируются введением инверсных напряжений поперечного регулирования, опережающие – введением прямых напряжений.

В расчетно-аналитической модели участка сети с ТРВДН питающий источник замещается на эквивалентную систему ЭДС, соединенных по схеме «звезда». Схема модели представлена на рис. 3.

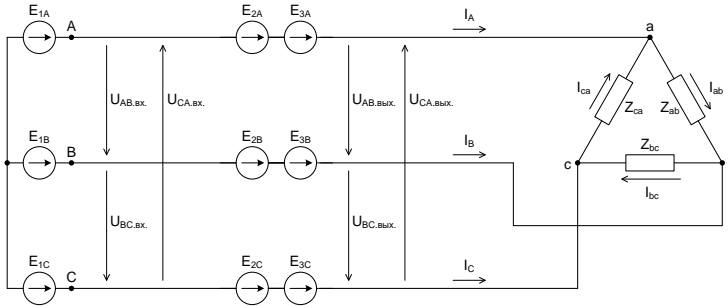


Рис. 3. Схема расчетно-аналитической модели участка электрической сети с ТРВДН

В схеме, представленной на рис. 3, система ЭДС E_{1A} , E_{1B} , E_{1C} с фазными напряжениями U_{1A} , U_{1B} , U_{1C} моделирует источник питания сети с неизменными параметрами. ЭДС E_{2A} , E_{2B} , E_{2C} с напряжениями U_{2A} , U_{2B} , U_{2C} и ЭДС E_{3A} , E_{3B} , E_{3C} с напряжениями U_{3A} , U_{3B} , U_{3C} являются регулируемы, и моделируют соответственно модуль продольного и поперечного регулирования ТРВДН.

Расчет выходных напряжений ТРВДН

Мгновенные значения фазных напряжений источника питания описываются уравнениями, (кВ):

$$\begin{aligned} u_{1A} &= U_{1m} \cdot \sin(\omega t); \\ u_{1B} &= U_{1m} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2}{3} \cdot \pi\right); \\ u_{1C} &= U_{1m} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2}{3} \cdot \pi\right), \end{aligned} \quad (1)$$

где U_{1m} – амплитудное значение фазного напряжения эквивалентного источника, кВ; ω – угловая частота синусоидального тока, 1/с; t – время, с.

Величина U_{1m} определяется по выражению:

$$U_{1m} = \frac{U_{ном}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{2};$$

где $U_{ном}$ – номинальное напряжение сети (6, 10, 20 кВ).

Угловая частота синусоидального тока определяется по выражению:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f,$$

где f – номинальная частота синусоидального тока (50 Гц).

Мгновенные значения напряжения фазы A модуля продольного регулирования описываются уравнением, (кВ):

$$u_{2A} = \begin{cases} \pm U_{2m} \cdot \sin(\omega t) & \text{при } \alpha \leq \omega t \leq \pi + \varphi \\ 0 & \text{при } \varphi < \omega t < \alpha \end{cases}, \quad (2)$$

где U_{2m} – амплитудное значение напряжения модуля продольного регулирования, кВ; α – угол управления тиристорами, рад; φ – угол фазового сдвига между током и напряжением (угол нагрузки), рад.

Мгновенные значения напряжения фаз B и C модуля продольного регулирования определяются аналогично, с учетом угла сдвига фаз.

Величина U_{2m} определяется в зависимости от требуемого диапазона регулирования величины напряжения на выходе модели D (при $D = \pm 10\%$ $U_{2m} = 0,1 \cdot U_{1m}$).

Мгновенные значения напряжения фазы A модуля поперечного регулирования описываются уравнением, (кВ):

$$u_{3A} = \begin{cases} \pm U_{3m} \cdot \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) & \text{при } \alpha + \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \pi + \varphi + \frac{\pi}{2} \\ 0 & \text{при } \varphi + \frac{\pi}{2} < \omega t < \alpha + \frac{\pi}{2} \end{cases}, \quad (3)$$

где U_{3m} – амплитудное значение напряжения модуля поперечного регулирования, кВ.

Мгновенные значения напряжения фаз B и C модуля поперечного регулирования определяются аналогично, с учетом угла сдвига фаз.

Величина U_{3m} определяется в зависимости от требуемого диапазона регулирования угла сдвига напряжения на выходе модели θ (при $\theta = \pm 5\%$ $U_{3m} = 0,1 \cdot U_{1m}$).

Мгновенные значения фазных напряжений на выходе ТРВДН определяются по выражениям, (кВ):

$$\begin{aligned} u_{A, \text{вых.}} &= u_{1A} + u_{2A} + u_{3A}; \\ u_{B, \text{вых.}} &= u_{1B} + u_{2B} + u_{3B}; \\ u_{C, \text{вых.}} &= u_{1C} + u_{2C} + u_{3C}. \end{aligned} \quad (4)$$

Мгновенные значения линейных напряжений на входе ТРВДН, (кВ):

$$\begin{aligned} u_{AB, \text{вх.}} &= u_{1A} - u_{1B}; \\ u_{BC, \text{вх.}} &= u_{1B} - u_{1C}; \\ u_{CA, \text{вх.}} &= u_{1C} - u_{1A}. \end{aligned} \quad (5)$$

Мгновенные значения линейных напряжений на выходе ТРВДН, (кВ):

$$\begin{aligned} u_{AB, \text{вых.}} &= u_{A, \text{вых.}} - u_{B, \text{вых.}}; \\ u_{BC, \text{вых.}} &= u_{B, \text{вых.}} - u_{C, \text{вых.}}; \\ u_{CA, \text{вых.}} &= u_{C, \text{вых.}} - u_{A, \text{вых.}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Расчет выходных токов ТРВДН.

Расчет выходных токов ТРВДН с использованием модели, показанной на рисунке 3, производится в следующей последовательности.

1. Определяются мгновенные значения фазных токов нагрузки при соединении нагрузочных сопротивлений в «звезду», (А):

$$\begin{aligned} i_a &= i_{1a} + i_{2a} + i_{3a}; \\ i_b &= i_{1b} + i_{2b} + i_{3b}; \\ i_c &= i_{1c} + i_{2c} + i_{3c}, \end{aligned} \quad (7)$$

где i_1, i_2, i_3 , – мгновенные значения токов в фазах нагрузки a, b, c , протекающих под действием напряжений u_1, u_2, u_3 соответствующих фаз.

Значения i_{1a}, i_{1b}, i_{1c} описываются уравнениями, (А):

$$\begin{aligned} i_{1a} &= \frac{U_{1m}}{Z} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \cdot 10^3; \\ i_{1b} &= \frac{U_{1m}}{Z} \cdot \sin(\omega t - \frac{2}{3} \cdot \pi - \varphi) \cdot 10^3; \\ i_{1c} &= \frac{U_{1m}}{Z} \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3} \cdot \pi - \varphi) \cdot 10^3, \end{aligned} \quad (8)$$

где $Z = \sqrt{R^2 + X^2}$ – полное сопротивление нагрузки одной фазы, Ом.

Активное (R) и индуктивное (X) сопротивления фазы нагрузки определяются по выражениям, (Ом):

$$\begin{aligned} R &= 3 \cdot \frac{U_{\text{ном}}^2}{S_{\text{ном}}} \cdot \cos \varphi \cdot 10^3; \\ X &= 3 \cdot \frac{U_{\text{ном}}^2}{S_{\text{ном}}} \cdot \sin \varphi \cdot 10^3, \end{aligned} \quad (9)$$

где $U_{\text{ном}}$ – номинальное (линейное) напряжение нагрузки, кВ; $S_{\text{ном}}$ – номинальная мощность нагрузки, кВА.

Значения i_{2a} описываются уравнением, (А):

$$i_{2a} = \left\{ \begin{array}{l} \pm \frac{U_{2m}}{Z} \cdot \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{\frac{-(\omega t - \alpha)}{\text{tg}\varphi}} \right] \cdot 10^3 \quad \text{при } \alpha \leq \omega t \leq \pi + \varphi \\ 0 \quad \text{при } \varphi < \omega t < \alpha \end{array} \right\}. \quad (10)$$

Значения i_{2b} , i_{2c} определяются аналогично, с учетом угла сдвига фаз.

Значения i_{3a} описываются уравнением, (А):

$$i_{3a} = \left\{ \begin{array}{l} \pm \frac{U_{3m}}{Z} \cdot \left[\sin(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) \cdot e^{\frac{-(\omega t - \pi/2 - \alpha)}{\text{tg}\varphi}} \right] \cdot 10^3 \quad \text{при } \alpha + \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \pi + \varphi + \frac{\pi}{2} \\ 0 \quad \text{при } \varphi + \frac{\pi}{2} < \omega t < \alpha + \frac{\pi}{2} \end{array} \right\}. \quad (11)$$

Значения i_{3b} , i_{3c} определяются аналогично, с учетом угла сдвига фаз.

2. Определяются мгновенные значения фазных токов нагрузки при соединении нагрузочных сопротивлений в «треугольник» – в соответствии со схемой модели на рисунке 3, (А):

$$\begin{aligned} i_{ab} &= i_a - i_b; \\ i_{bc} &= i_b - i_c; \\ i_{ca} &= i_c - i_a. \end{aligned} \quad (12)$$

3. Определяются мгновенные значения линейных токов на выходе ТРВДН по уравнениям, составленным по первому закону Кирхгофа для узлов a , b , c на рис. 3, (А):

$$\begin{aligned} i_A &= i_{ab} - i_{ca}; \\ i_B &= i_{bc} - i_{ab}; \\ i_C &= i_{ca} - i_{bc}. \end{aligned} \quad (13)$$

Определение гармонического состава выходных напряжений и токов.

Кривые напряжений и токов на выходе ТРВДН строятся по выражениям (6), (13). Гармонический состав напряжений и токов определяется разложением полученных кривых в ряд Фурье вида:

$$f(t) = A_0 + \sum_{v=1}^{\infty} A_v \cdot \sin(v \cdot \omega t + \psi_v), \quad (14)$$

где A_0 – постоянная составляющая или нулевая гармоника; v – номер гармоники; A_v – амплитуда v – й гармоники; ψ_v – начальная фаза v – й гармоники.

В соответствии с ГОСТ 32144-2013, нормированию подлежат гармонические составляющие напряжения до 40-го порядка. Для анализа гармонического состава токов и напряжений с использованием полученных из (14) коэффициентов ряда Фурье, используются следующие выражения:

$$K_{A(v)} = \frac{A_v}{A_1} \cdot 100\%;$$
$$K_A = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{40} A_v^2}}{A_1} \cdot 100\%, \quad (15)$$

где $K_{A(v)}$ – коэффициенты гармонических составляющих (до 40-ого порядка), %; K_A – суммарный коэффициент гармонических составляющих (коэффициент несинусоидальности), %.

Описанная модель позволяет проводить исследования гармонического состава напряжений и токов ТРВДН в различных режимах его работы при различных значениях угла управления тиристорами в диапазоне $(0-180)^\circ$ (один полупериод), при активной нагрузке и при активно-индуктивной нагрузке с различными значениями угла φ .

На рис. 4 показаны построенные с использованием модели временные диаграммы линейных напряжений фазы АВ на входе и выходе ТРВДН при совместной работе модулей продольного и поперечного регулирования в граничных режимах повышения/отставания и понижения/опережения напряжения, демонстрирующие принцип регулирования выходного напряжения ТРВДН относительно входного.

На рис. 5 и 6 показаны примеры полученных с использованием модели временных диаграмм выходных напряжений и токов ТРВДН и их гармонический состав в сравнении с нормируемыми ГОСТ значениями, при некоторых режимах работы ТРВДН.

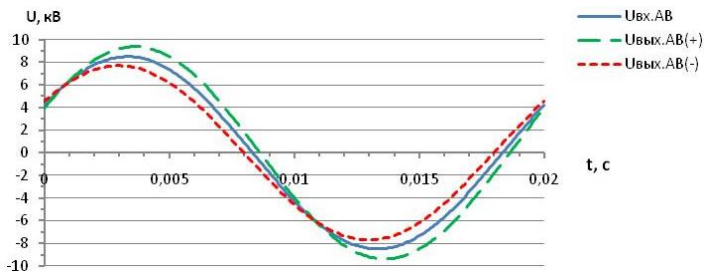
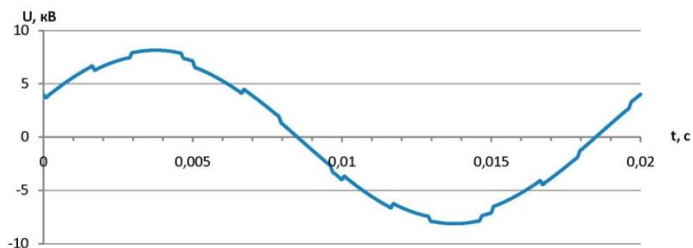
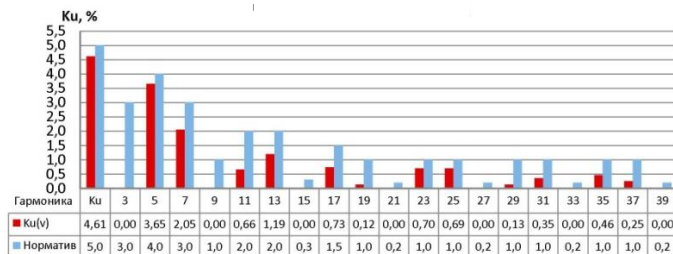


Рис. 4. Временные диаграммы линейных напряжений AB на входе ($U_{вх.АВ}$) и выходе ($U_{вых.АВ}$) ТРВДН в граничных режимах повышения/отставания (+) и понижения/опережения (-) напряжения

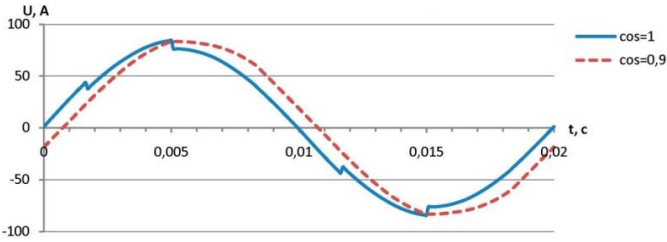


а.

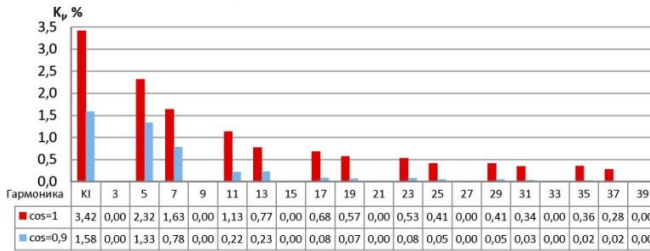


б.

Рис. 5. Временная диаграмма напряжения U_{AB} на выходе ТРВДН (а) и его гармонический состав (б) при $\cos\varphi = 0,5$, режим понижения/отставания напряжения $\alpha = 90^\circ/90^\circ$



а.



б.

Рис. 6. Временные диаграммы тока I_A на выходе ТРВДН (а) и его гармонический состав (б) при $\cos \varphi = 1,0$: режим понижения/отставания напряжения $\alpha = 90^\circ/120^\circ$; $\cos \varphi = 0,9$: режим понижения/опережения напряжения $\alpha = 90^\circ/60^\circ$

IV. Заключение

1. Разработана расчетно-аналитическая модель участка распределительной электрической сети с ТРВДН, позволяющая определять гармонический состав напряжений и токов на выходе ТРВДН в различных режимах его работы с различными параметрами нагрузки.
2. Разработанная модель позволяет проводить исследования электромагнитной совместимости ТРВДН при его применении в распределительных сетях среднего напряжения.
3. Модель обеспечивает многовариантность расчетов с различными параметрами ТРВДН и нагрузки, что позволяет определять оптимальные параметры устройства на стадиях проектирования устройства и его реализации в электрической сети.

Библиографический список

- [1] Лоскутов А.Б. Решение проблем при переходе электроэнергетики на цифровые технологии // Интеллектуальная электротехника. 2018. № 1 (1). С. 9-25.
- [2] Соснина Е.Н. Основные направления развития интеллектуальных электрических сетей на основе адаптивного управления // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2012. № 5. С. 25-28.
- [3] Кралин А.А., Асабин А.А., Крюков Е.В. Фазоповоротное устройство для распределительных сетей среднего напряжения // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева, Нижний Новгород. 2017. Т. 78. № 2. С.62-67.
- [4] Добрусин Л.А. Проблемы энергоэффективности и энергосбережения в России. Информационно-аналитический обзор. Часть III. Тенденции применения фазоповоротных трансформаторов в электроэнергетике // Силовая электроника. 2012. № 4. С. 60-66.
- [5] Sosnina E., Loskutov A., Sevostyanov A., Bedretdinov R. EMC research of transformer – thyristor regulator // 2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference – Latin America, Jan. 2017. Pp. 1-6.
- [6] Ashpazi M.A., Mohammadi-Ivatloo B., Zare K., Abapour M. Probabilistic allocation of thyristor – controlled phase shifting transformer for transient stability enhancement of electric power system // IETE Journal of Research. 2015. № 61. Pp. 382-391.
- [7] Khelfi A., Mesbah T., Djellad A. TCPST (thyristor control phase shifting transformer) impact on power quality. 2013.
- [8] Sharma A., Jaswal R.A. Congestion Management by TCPST in IEEE 9 bus system using Matlab Simulink // International Journal of Engineering Sciences & Research Technology. 2013.
- [9] Асабин А.А., Верховский С.Я., Соснина Е.Н., Гардин А.И., Бедретдинов Р.Ш., Кисель Д.А. Полупроводниковое фазоповоротное устройство, Пат. 157116 РФ, опубл. 2016. – Бюл. № 3.
- [10] ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Введ. 2014-07-01. М.: Стандартинформ, 2013. – 16 с.
- [11] Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. М.: Энергия, 1979. – 616 с.
- [12] Соловьев В.А. Системы управления электроприводами. Ч.2. Комсомольск-на-Амуре: ГОУВПО «КНАГТУ», 2004. – 153 с.
- [13] Тиристоры. Технический справочник: пер. с англ., под ред. Лабунцова В.А., Обухова А.Ф., Свиридова С.Г. М.: Энергия, 1971. – 560 с.

E.B. Solntsev, S.A. Petritckiy, S.N. Iurtaev

**DESIGN AND ANALYTICAL MODEL
OF 6 – 20 kV DISTRIBUTION ELECTRIC NETWORK
SECTION WITH THYRISTOR VOLTAGE REGULATOR**

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. One of the key areas of the development of electrical systems is associated with the introduction of equipment that provides an active and adaptive control of system parameters. A solid – state voltage regulator (SSVR) has been developed in the NNSTU. It allows adjusting the output voltage and the fundamental harmonic shift angle. However, due to the use of thyristor switches in the device design, the SSVR distorts the shape of the output voltage. The article is devoted to the development of a computational and analytical model of a 6 – 20 kV distribution network section with a voltage magnitude and phase thyristor regulator. The model allows one to study of electromagnetic compatibility of thyristor voltage regulators in medium voltage distribution networks. The purpose of the model is to determine the non-sinusoidal voltages and currents caused by the operation of thyristor regulators in the electrical network. An analysis of the harmonic composition of the voltages at the SSVR output and an analysis of the harmonic composition of the currents generated by the SSVR into the electrical network have been carried out with the help of the model. The results will be used to determine the optimal parameters of the device, ensuring minimal negative impact on the quality of the output voltage.

Keywords: calculated-analytical model, electromagnetic compatibility, non-sinusoidal voltage, regulation of the magnitude and phase of the voltage, thyristor controller.

References

- [1] A.B. Loskutov. Problem solving in the transition of electric power industry to digital technologic // *Smart Electrical Engineering*, no. 1, pp. 9-25, 2018.
- [2] E.N. Sosnina. The main directions of development of intelligent electrical networks based on adaptive control // *Electrical equipment: operation and repair*, vol. 5, pp. 25-28, 2012.
- [3] A.A. Kralin, A.A. Asabin and E.V. Kryukov. Phase-turning device for medium-voltage distribution network // *Proceedings of the NNSTU R.E. Alekseev*, vol. 2 (78), p. 62-67, 2017.
- [4] L.A. Dobrusin. Problems of energy efficiency and energy saving in Russia. Information and analytical review. Pt. III. Tendencies of application of phase-shifting transformers in power industry // *Power electronics*, vol. 4, pp. 60-66, 2012.

- [5] E. Sosnina, A. Loskutov, A. Sevostyanov and R. Bedretdinov. EMC research of transformer-thyristor regulator // in proc. 2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference. Latin America, Jan. 2017, p. 1-6.
- [6] M.A. Ashpazi, B. Mohammadi-Ivatloo, K. Zare and M. Abapour. Probabilistic allocation of thyristor-controlled phase shifting transformer for transient stability enhancement of electric power system // IETE Journal of Research, vol. 61, pp. 382-391, 2015.
- [7] A. Khelfi, T. Mesbah, A. Djellad. TCPST (thyristor control phase shifting transformer) impact on power quality. 2013.
- [8] A. Sharma, R.A. Jaswal. Congestion Management by TCPST in IEEE 9 bus system using Matlab Simulink // International Journal of Engineering Sciences & Research Technology. Aug. 2013.
- [9] A.A. Asabin, S.Y. Verkhovsky, E.N. Sosnina, A.I. Gardin, R.Sh. Bedretdinov and D.A. Kisel. Semiconductor phase shifter// R.F. Patent 157116, 2016.
- [10] Voltage characteristics of energy supplied by public electricity networks, EN 50160 – 2010 ed.3.0, July 2010.
- [11] M.G. Chilikin, V.I. Klyuchev and A.S. Sandler, Theory of automated electric drive. Moscow: Energy, 1979.
- [12] V.A. Soloviev, Electric drive control systems. Part 2. Komsomolsk-on-Amur: KnASTU, 2004.
- [13] Thyristors. Technical reference: 2nd ed. Ed by V.A. Labuntsov, A.F. Obukhov and S.G. Sviridov. Moscow: Energy, 1971.

УДК 621.313.292

В.М. Иванов

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ШАГОВОГО ПРИВОДА

Ульяновский государственный технический университет

Важными составляющими многих электротехнических комплексов являются электроприводы на основе шаговых двигателей. В области исследований шаговых двигателей одно из актуальных направлений связано с совершенствованием систем управления и изучением переходных процессов. В статье рассматриваются режимы работы шагового двигателя в разомкнутых и замкнутых по положению системам управления. Авторами выполнено сопоставление режимов работы шагового двигателя и бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ). Приведено математическое описание гибридного шагового двигателя, соответствующее работе синхронного двигателя без демпферной обмотки. Рассмотрена структура комбинированного регулирования скорости шагового двигателя, сочетающая шаговый режим работы с режимом работы БДПТ. В отличие от автокоммутируемого режима работы БДПТ, предлагаемая структура управления обеспечивает гарантированную отработку на низких частотах и реализацию тормозных режимов. Приведены результаты исследования работы шагового привода с регулированием напряжения в функции частоты. В заключении предложены рекомендации по реализации системы управления на базе микроконтроллера.

Ключевые слова: гибридный шаговый двигатель, законы частотного регулирования напряжения, математическая модель, режим БДПТ.

1. Введение

Электропривод на основе шагового двигателя (ШД) используется во многих технических системах, при этом важнейшее значение имеет не только сам шаговый двигатель, но и управляющая электроника. При исследовании шагового привода значительное внимание уделяют коммутационным процессам. Для повышения точности и плавности движения используют режим дробления шага. Известны методы оптимизации переходных процессов в обмотках двигателя за счет переключения напряжения с одного уровня на другой или введения дополнительного сопротивления. Заслуживает внимания принцип двухфазного управления, реализация которого осуществляется подачей на одну фазу положительного импульса напряжения, а на другую фазу, через некоторое время, отрицательного импульса напряжения [1]. Отметим, что при реализации двухфазного управления необходимо иметь в системе автоматического регулирования информацию об изменении механической нагрузки.

При разработке системы управления необходимо учитывать множество факторов, которые в силу специфики принципа работы и конструктивных особенностей двигателей требуют специальных исследований [2-4]. Вместе с тем, для изучения основных свойств работы шагового привода и его системы управления, как основу для технической реализации целесообразно использовать упрощенные математические модели.

Принцип работы обращенной машины постоянного тока основан на замене коллектора ротора коммутатором обмоток статора. В соответствии с данным принципом реализованы вентильные и шаговые двигатели, которые в свою очередь являются разновидностью синхронных машин переменного тока [5, 6]. Основное отличие вентильных двигателей с постоянными магнитами от гибридных шаговых двигателей заключается в наличии датчика положения ротора.

Если не принимать во внимание особенности систем управления, то вентильный двигатель можно рассматривать как автокоммутируемый шаговый двигатель. Режим автокоммутиации называют режимом бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ). Привод в режиме БДПТ позволяет исключить пропуск шага и увеличить быстродействие по сравнению с разомкнутым шаговым приводом. Двигатель ускоряется и замедляется в соответствии с соотношением развиваемого и нагрузочного моментов.

Основная проблема простейшего вентильного привода, коммутация обмоток которого производится в функции угла поворота ротора, обусловлена трудоемкостью регулирования и стабилизации скорости. При этом двигатель в режиме БДПТ разгоняется до предельной скорости, определяемой нагрузкой на валу двигателя. Таким образом, установившийся режим работы определяется только нагрузкой. В связи с этим возникает необходимость исследования режимов шагового привода в разомкнутых и замкнутых по положению системах управления.

II. Математическое описание шагового привода

Рассмотрим математическую модель работы гибридного шагового двигателя в пределах шага коммутации [7, 8]. В шаговом режиме работы изменение потокосцепления статора ψ_s на угол θ^* осуществляется за счет коммутации очередной обмотки (рис. 1). Если пренебречь активным сопротивлением обмотки статора, то вектор напряжения U_s опережает вектор потокосцепления статора ψ_s на угол $\pi/2$. В установившемся режиме вектор потокосцепления ротора ψ_r отстает на угол $\Delta\theta = \theta^* - \theta$, где θ_r – угол поворота ротора. Проекции модуля вектора напряжения на оси вращающейся системы координат ротора (d, q) определяются выражениями:

$$U_d = -U \cdot \sin(\theta_s - \theta_r); \quad (1)$$

$$U_q = U \cdot \cos(\theta_s - \theta_r). \quad (2)$$

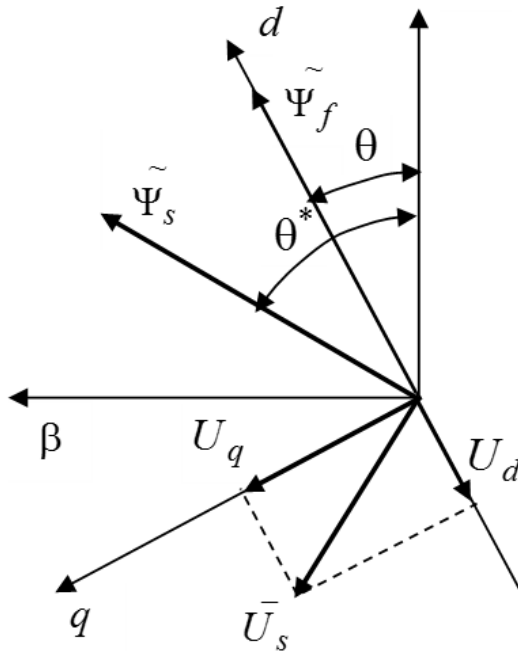


Рис.1. Векторная диаграмма шагового двигателя

Для двигателей с постоянными магнитами собственная индуктивность фазы и взаимоиндуктивность между фазами благодаря низкому значению магнитной проницаемости материала магнита мало зависит от углового положения ротора даже при явно полюсной конструкции. Поэтому можно принять их равными средним значениям. Можно пренебречь также наведением токов в теле ротора, так как материал магнита имеет высокое удельное сопротивление. Как уже было показано в работе 2010 г., уравнения электромагнитных процессов такой электрической машины могут быть записаны в виде:

$$U_d = R \cdot I_d + p \cdot \Psi_d - \omega_0 \cdot \Psi_q; \quad (3)$$

$$U_q = R \cdot I_q + p \cdot \Psi_q + \omega_0 \cdot \Psi_d; \quad (4)$$

$$\Psi_d = L_d \cdot I_d + \Psi_f; \quad (5)$$

$$\Psi_q = L_q \cdot I_q, \quad (6)$$

где R – сопротивление фазы обмотки статора; L_d, L_q , – индуктивности обмоток статора по осям d, q ; $\omega_0 = p_n \cdot \omega$ – частота ЭДС вращения; p_n – число пар полюсов [6].

Электромагнитный момент для трехфазной машины через составляющие потокосцепления и тока статора:

$$M = (3/2) \cdot p_n \cdot (\Psi_d \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d). \quad (7)$$

Уравнение механики с учетом потерь может быть записано в виде

$$\omega = \frac{1}{J \cdot p} \cdot (M - M_c - d \cdot \omega), \quad (8)$$

где d – коэффициент, учитывающий дополнительный момент демпфирования.

Разрешая уравнения (3) и (4) относительно токов и учитывая, что $p\Psi_f = 0$, получим

$$I_d = (U_d + \omega_0 \cdot \Psi_q) \cdot \frac{1/R}{T_d \cdot p + 1}; \quad (9)$$

$$I_q = (U - \omega_0 \cdot \Psi_d) \cdot \frac{1/R}{T_q \cdot p + 1}, \quad (10)$$

где $T_d = L_d / R$; $T_q = L_q / R$, – постоянные времени статорных обмоток, приведенные к осям d, q ротора.

Структурная схема шагового электропривода приведена на втором рисунке. Здесь к блокам структуры, описание которых соответствует исходным уравнениям (5-10), добавлен контур формирования угла коммутации, содержащий интегратор и квантователь информации по уровню ФП 2.

Шаг квантования угла равен $\sigma = 2\pi / k$, где k – число тактов системы управления. Это число состояний коммутатора на цикле его работы:

$$k = m \cdot N_1, \quad (11)$$

где m – число фаз; N_1 – число направлений тока в фазах ($N_1 = 1$ или 2) зависит от вида коммутации.

Изменение угла θ^* вектора потокосцепления статора определяется частотой ω^* , которая формируется задатчиком интенсивности. Электрический угол ротора θ связан с механическим углом его поворота θ_m следующим соотношением $\theta = p_n \cdot \theta_m$.

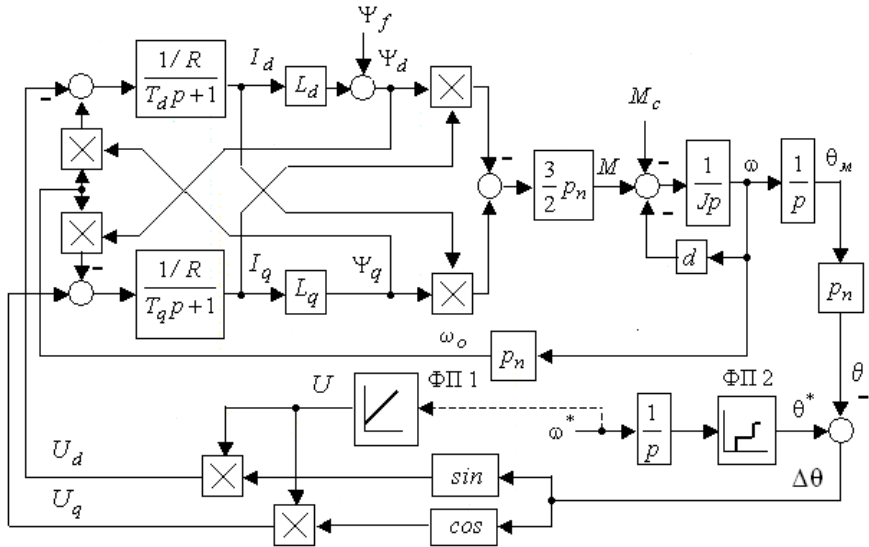


Рис. 2. Структурная схема шагового электропривода

Исследование математической модели шагового электропривода проводилось исходя из допущений принятых при выводе уравнений, соответствующих работе синхронного двигателя без демферной обмотки.

Установлено, что необходимо учитывать первичную ориентацию ротора относительно обмоток статора в момент запуска модели. Это достигается за счет задержки формирования задающего воздействия ω^* или вводом начального угла $-\pi/2$. При этом синусная и косинусная составляющие напряжения становятся взаимобратными и определяют начальную точку равновесия системы.

III. Результаты моделирования

Переходные процессы при равноускоренном пуске и неизменном напряжении представлены на рисунке 3. В качестве одного из основных параметров принято значение напряжения, которое не вызывает значи-

тельного перерегулирования тока в старт-стопных режимах работы ШД и на низких частотах коммутации обмоток.

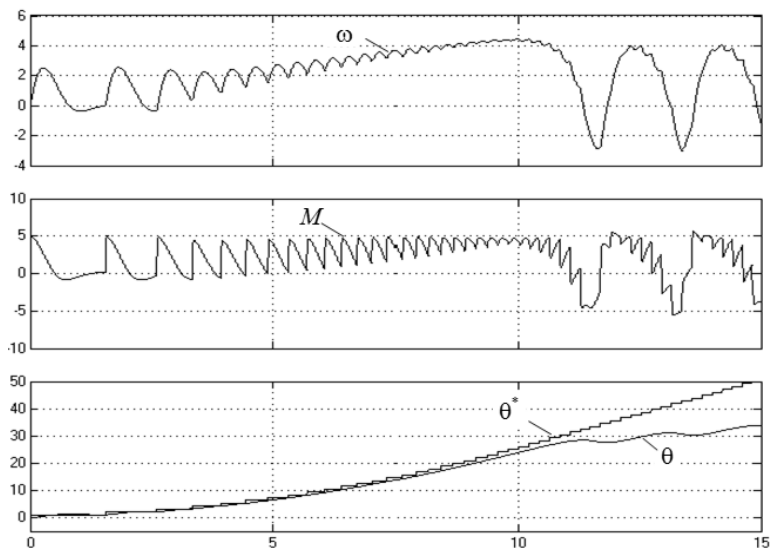


Рис. 3. Переходные процессы в шаговом электроприводе при равноускоренном пуске и неизменном напряжении

В процессе разгона с увеличением частоты коммутации из-за инерционности двигателя отработка элементарного приращения угла осуществляется с возрастающим запаздыванием. При превышении запаздывания на угол $\pi/2$ происходит уменьшение момента, что в конечном итоге приводит к изменению его знака и колебательным процессам. Основной причиной, приводящей к срывам коммутационных процессов при увеличении частоты коммутации, можно считать недостаточный динамический момент, особенно при работе под нагрузкой.

При наличии датчика положения ротора можно контролировать угол нагрузки, и при превышении его допустимого значения задерживать очередную коммутацию обмоток статора. В этом случае схема задатчика интенсивности частоты коммутации обмоток (рис. 4), кроме задатчика скорости (ЗС) и следящего контура релейного типа, содержит дополнительные модули: схему формирования модуля (М), сравнения и коммутационный элемент (К).

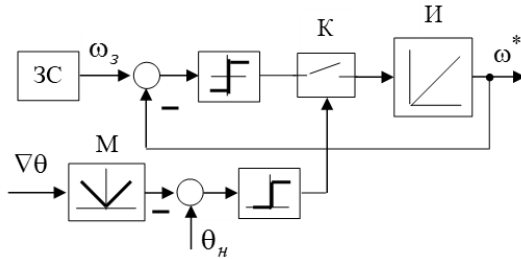


Рис. 4. Функциональная схема задатчика интенсивности частоты коммутации

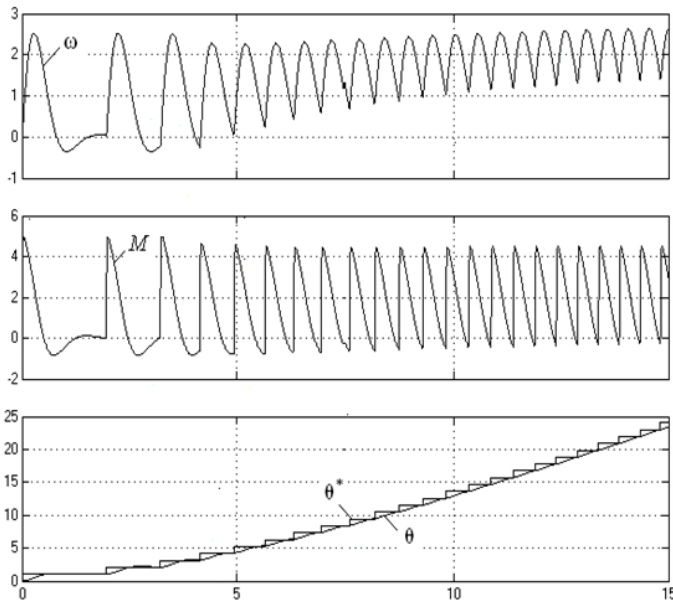


Рис. 5. Переходные процессы в шаговом электроприводе с задатчиком интенсивности частоты коммутации и контролем угла нагрузки

При превышении заданного угла нагрузки θ_H происходит размыкание входной цепи интегратора (И). Это приводит к снижению темпа изменения задающей частоты (рис. 5), и как следствие, к задержке формирования очередного шага коммутации. В отличие от ранее рассмотренных переходных процессов за счет ограничения частоты не наблюдается срыва коммутации. Частота ω^* на выходе задатчика не достигает заданного значения $\omega_з$. На исследуемом интервале времени при тех же параметрах число

отработанных шагов коммутации снизилось в два раза. В этом случае, как у БДПТ значение верхней частоты коммутации определяется моментом нагрузки. Однако, в отличие от него, гарантирована отработка на низких частотах и реализация тормозных режимов.

Скорость, при которой ЭДС вращения полностью уравнивает приложенное напряжение источника, является граничной для двигательного режима работы привода. Снижение пульсаций тока в обмотках смягчает периодические силовые воздействия на ротор. Дискретный характер вращения поля с увеличением частоты коммутации сглаживается, вырождаясь в пределе в непрерывное вращение поля. Дискретный электропривод утрачивает свои характерные особенности и его, в высокочастотной области, можно рассматривать как синхронный привод с управлением от статического преобразователя частоты.

Один из основных законов частотного регулирования основан на поддержании постоянства между напряжением и частотой. Разновидностью этого закона является закон с компенсацией падения напряжения на сопротивлении статорной цепи. Данный закон органически соответствует режимам работы шагового двигателя, в том числе и на низких частотах. Для реализации регулирования напряжения в структуру шагового электропривода (рис. 2) введены функциональный преобразователь ФП 1 и датчик интенсивности частоты коммутации.

Программное управление при отработке заданной траектории в общем случае предусматривает участки разгона, движения с постоянной скорости и торможения. На рисунке 6 представлены переходные процессы, соответствующие данным условиям движения и реакции на скачок нагрузки.

IV. Вывод

Таким образом, если оценивать элементарные системы без обратных связей по скорости и других дополнительных контуров управления, то структуры вентильного привода с принудительной коммутацией имеют определенные преимущества, как в отношении регулировочных свойств, так и реализации законов управления. Использование контура угла нагрузки позволяет совместить положительные свойства шагового и автокоммутируемого режимов работы вентильного двигателя. В этом случае контур контроля угла нагрузки не оказывает существенного влияния на характер движения. Для реализации данного контура может быть использован датчик положения с низким разрешением.

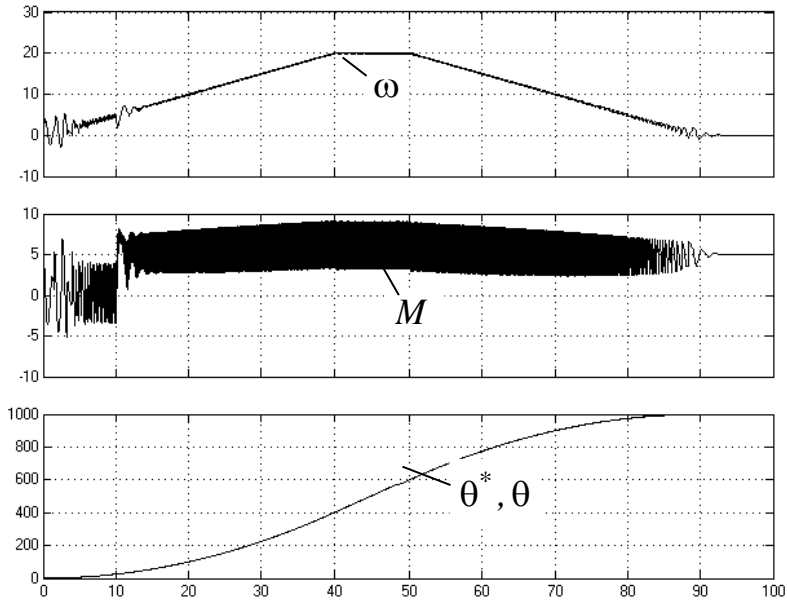


Рис. 6. Переходные процессы с регулированием напряжения при отработке заданной траектории и скачке нагрузки

Использование датчика темпа изменения частоты с одновременным регулированием напряжения позволяет расширить диапазон допустимых частот коммутации и обеспечить работу на верхних частотах с допустимыми нагрузками.

Контроллер движения с программной реализацией датчика частоты и ШИМ регулятора напряжения, в общем случае, должен включать алгоритмы интерполяции. Учитывая специфику шагового электропривода, при реализации алгоритмов интерполяции наиболее целесообразно использовать модифицированные методы оценочной функции. При реализации системы управления на базе микроконтроллера структура датчика рассмотренного типа с программной и аппаратной точки зрения не вызывает затруднений. Для организации процесса коммутации в этом случае можно использовать цифровые интеграторы, элементарные приращения которых формируются на фиксированных интервалах времени и определяются заданным значением скорости движения.

Библиографический список

- [1] Нейдорф Р.А., Солоха А.А. Задача квазиоптимального быстродействия управления шаговым двигателем // Математические методы в технике и технологиях: XVII междунар. научн. конф., Казань. Т.2. 2005.
- [2] Elksasy M.S.M., Hesham H.G. A New Technique for Controlling Hybrid Stepper Motor Through Modified PID Controller // International Journal of Electrical & Computer Sciences IJECS-IJENS. № 2 (10), pp. 28-35, 2010.
- [3] Jijo P., Dominic M. A Novel Vector Control Strategy For Bipolar Stepper Motor // International Journal of Scientific & Engineering Research, № 5 (11), pp. 1133-1139, 2014.
- [4] Иванов В.М. Одноконтурный вентильный электропривод с векторной широтно-импульсной модуляцией // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2018. Т. 61. № 2. С. 77-85.
- [5] Ивоботенко Б.А., Рубцов В.П., Садовский Л.А., Цаценкин В.К. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. Под общ. ред. М.Г. Чиликина. М.: Энергия, 1971. – 624 с.
- [6] Балковой А.П., Цаценкин В.К. Прецизионный электропривод с вентильными двигателями. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 328 с
- [7] Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 272 с.
- [8] Иванов В.М. Исследование динамики следящего электропривода с вентильным двигателем в режиме автокоммутации // Мехатроника, автоматизация, управление. 2016. Т. 17. № 2. С. 110-115.

V.M. Ivanov

RESEARCH OF STEP DRIVE OPERATING MODES

Ulyanovsk State Technical University
Ulyanovsk, Russia

Abstract. Important components of many electrical systems are electric drives based on stepper motors (SM). In the field of SM research, one of the current areas is associated with the improvement of control systems and the study of transients. The article discusses the operating modes of the SM in open – loop and closed – loop control systems. The authors have compared the operating modes of a SM and a brushless direct current motor (BLDC). A mathematical description of a hybrid stepper motor is given, which corresponds to the operation of a synchronous motor without a damper winding. The structure of the combined regulation of the speed of a SM, combining the step mode of operation with the BLDC operation, is considered. In contrast to the auto-commutation operation mode of the BLDC, the proposed control structure provides guaranteed performance at low frequencies and the implementation of brake modes. The results of the study of the stepper drive with the voltage regulation as a function of frequency are giv-

en. In conclusion, the recommendations for the implementation of a control system based on a microcontroller are proposed.

Keywords: BLDC mode, hybrid stepper motor, laws of frequency regulation of voltage, mathematical model.

References

- [1] R.A. Nejdorf and A.A. Soloha. The problem of quasioptimal speed control of a stepper motor// in proc. XVII Intern. Scient. Conf. Mathematical methods in engineering and technology, Kazan, Russia, 2005. T.2.
- [2] M.S.M. Elksasy and H.G. Hesham. A New Technique for Controlling Hybrid Stepper Motor Through Modified PID Controller // International Journal of Electrical & Computer Sciences IJECS-IJENS, vol. 10, no. 2, pp. 28-35, 2010.
- [3] Mr. Jijo Paul and Prof. Dominic Mathew. A Novel Vector Control Strategy For Bipolar Stepper Motor // International Journal of Scientific & Engineering Research, vol. 5, no. 11, pp. 1133-1139, 2014.
- [4] V.M. Ivanov. Single-Loop Valve Electric Drive with Vector Pulse Width Modulation // Russian Electromechanics, vol. 61, no. 2, pp. 77-85, 2018.
- [5] B.A. Ivobotenko, V.P. Rubcov, L.A. Sadovskij and V.K. Cacenkin, Discrete electric drive with stepper motors. ed. M.G. Chilikina. Moscow: Energija, 1971.
- [6] A.P. Balkovoj and V.K. Cacenkin, Precision electric drive with valve motors. Moscow: Publishing House MPEI, 2010.
- [7] G.G. Sokolovskij, AC drives with frequency regulation. Moscow: Publishing House Akademija, 2006.
- [8] V.M. Ivanov. Dynamics of the Servo Drive Brushless DC Motor in the Auto Switching Mode // Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie, vol. 17, no. 1, pp. 110-115, 2016.

УДК 628.9

Г.Я. Вагин¹, Е.Н. Соснина¹, П.В. Терентьев², Д.А. Филатов²**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ
ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК
ИСКУССТВЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА
ДЛЯ ТЕПЛИЧНЫХ КОМБИНАТОВ
И ПЛОДОПИТОМНИКОВ**¹ Нижегородский государственный технический университет
им. Р.Е. Алексеева² Нижегородская государственная сельскохозяйственная академия

Одно из ключевых направлений по повышению эффективности систем электроснабжения растениеводческих комплексов связано с внедрением светодиодных светильников. При этом важными являются вопросы взаимного влияния действующих источников света и перспективных светодиодных светильников, включая их системы электропитания. Статья посвящена экспериментальным исследованиям по взаимному влиянию светильников ЖСП с натриевыми лампами высокого давления с зеркальным отражателем (ДНаЗ) и светодиодных фитосветильников. Для указанных типов светильников получены математические модели, описывающие изменения фактического потребления активной мощности, величины тока и светового потока при изменении уровня питающего напряжения. Установлено, что светодиодные фитосветильники в 4 раза быстрее выходят на номинальный режим, чем светильники ЖСП. Потребляемая активная мощность и световой поток светодиодных фитосветильников остаются неизменными и равны номинальным значениям при изменении уровня питающего напряжения $\pm 10\%$ от номинального. Однако суммарный коэффициент гармонических составляющих тока светодиодных фитосветильников в 2 раза больше, чем светильников ЖСП, что может негативно сказаться на работе системы электроснабжения.

Ключевые слова: гармоники тока, изменение уровня напряжения, качество электроэнергии, натриевые лампы высокого давления, растениеводческий комплекс, светодиодные фитосветильники.

I. Введение

Развитие растениеводства является одной из приоритетных задач в развитии всего агропромышленного комплекса России [1, 2]. Одной из задач для развития растениеводства является снижение энергоемкости продукции. Наиболее эффективными отработанными технологиями в светкультуре растений на сегодняшний день являются светильники типа ЖСП с натриевыми лампами высокого давления (ДНаТ) и натриевыми

лампами высокого давления с зеркальным отражателем (ДНаЗ). В настоящее время, как в России, так и за рубежом бурно развиваются исследования по замене данных светильников на светодиодные светильники для облучения растений [3-9, 10-12]. Однако, все эти исследования посвящены влиянию систем освещения на растения. Исследования по взаимному влиянию источников света и систем электропитания отсутствуют. Изучение взаимного влияния фитосветильников и систем электропитания является целью настоящей работы.

II. Материалы и методы

Объектом исследования являются тепличные светильники типа ЖСП с электромагнитным пускорегулирующим аппаратом (ЭмПРА) с лампами ДНаЗ (ОАО «КЭТЗ») и светодиодные фитосветильники (ООО «ОКБ Луч» и ООО «Профсвет»). Исследования взаимного влияния фитосветильников и электрических сетей проводились в лаборатории «Светотехника» Нижегородской ГСХА. Для исследований использовано следующее оборудование: амперметр, вольтметр, ваттметр, линейный автотрансформатор, анализатор качества электроэнергии, люксметр. Регулировка питающего напряжения для источника света осуществлялась линейным автотрансформатором. Показания снимались анализатором качества электроэнергии AR-5L. Контролировались параметры тока, питающего напряжения и потребляемой мощности соответственно амперметром, вольтметром, ваттметром и варметром.

III. Результаты

Для исключения непроизводительных затрат электроэнергии необходимо, чтобы источники света после включения в течение минимально возможного времени выходили на номинальный режим. Результаты выхода источников света на номинальный режим представлены на рисунках 1-3. Проведенные исследования показали, что светодиодные фитосветильники выходят на номинальный режим за 120 секунд, а светильники ЖСП с лампами ДНаЗ за 480 секунд.

Важное значение имеет влияние изменения уровня питающего напряжения на параметры источников света. Согласно ГОСТ 32144-2013 допустимы отклонения напряжения на границе балансовой принадлежности $\pm 10\% U_{\text{ном}}$. На рисунке 4 представлены результаты исследования влияния уровня питающего напряжения на активную мощность светильника ЖСП30Т с лампой ДНаЗ. При напряжении $0,9 \cdot U_{\text{ном}}$ мощность снижается на 20%. При напряжении $1,1 \cdot U_{\text{ном}}$ мощность увеличивается на 24%.

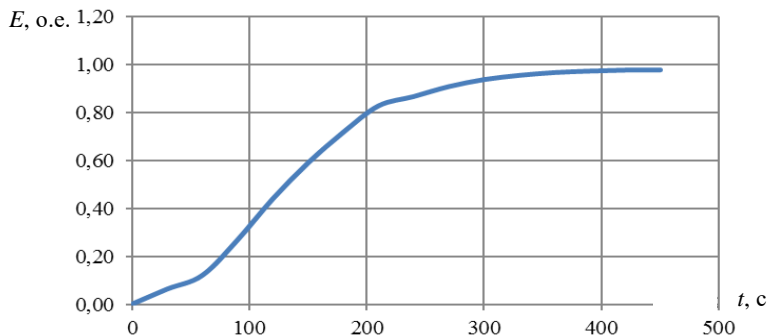


Рис. 1. Зависимость выхода светильника ЖСП30Т с лампой ДНаЗ на номинальный режим от времени

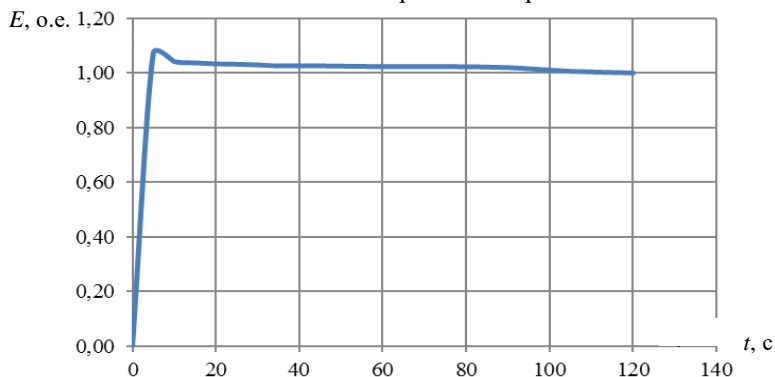


Рис. 2. Зависимость выхода светодиодного фитосветильника ООО «ОКБ Луч» на номинальный режим от времени

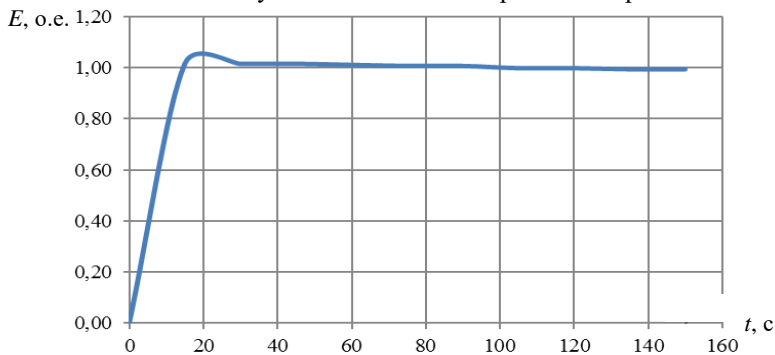


Рис. 3. Зависимость выхода светодиодного фитосветильника «ООО Профсвет» на номинальный режим от времени

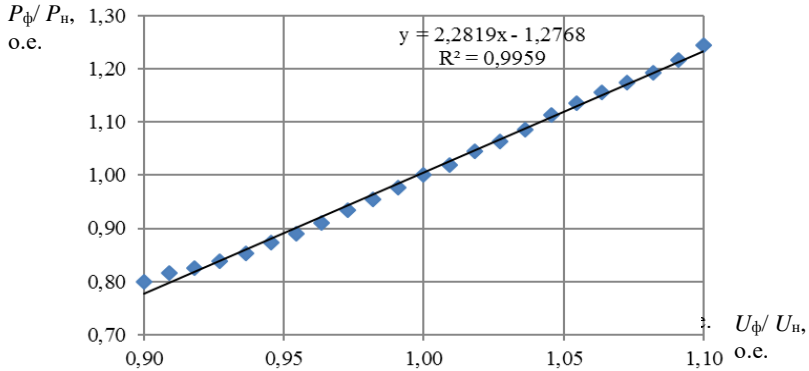


Рис. 4. Зависимость потребления активной мощности светильника ЖСП с лампой ДНаЗ от изменения уровня питающего напряжения

Необходимо отметить, что увеличение мощности при увеличении напряжения сопровождается увеличением тока, а при уменьшении напряжения – уменьшением тока. На рисунке 5 представлены результаты исследования влияния уровня питающего напряжения на величину тока светильника ЖСП с лампой ДНаЗ. При напряжении $0,9 \cdot U_{ном}$ величина тока снижается на 12%. При напряжении $1,1 \cdot U_{ном}$ величина тока увеличивается на 14%.

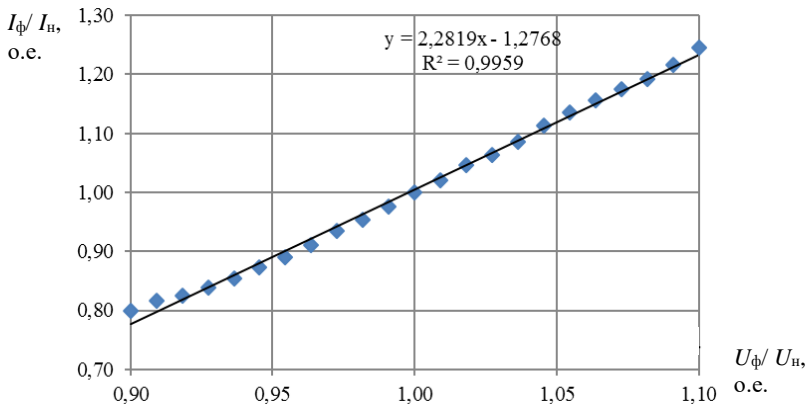


Рис. 5. Зависимость уровня тока светильника ЖСП с лампой ДНаЗ от изменения уровня питающего напряжения

На рис. 6 представлены результаты исследования влияния уровня питающего напряжения на световой поток светильника ЖСП с лампой

ДНаЗ. При напряжении $0,9 \cdot U_{\text{ном}}$ световой поток снижается на 22%. При напряжении $1,1 \cdot U_{\text{ном}}$ световой поток увеличивается на 26%.

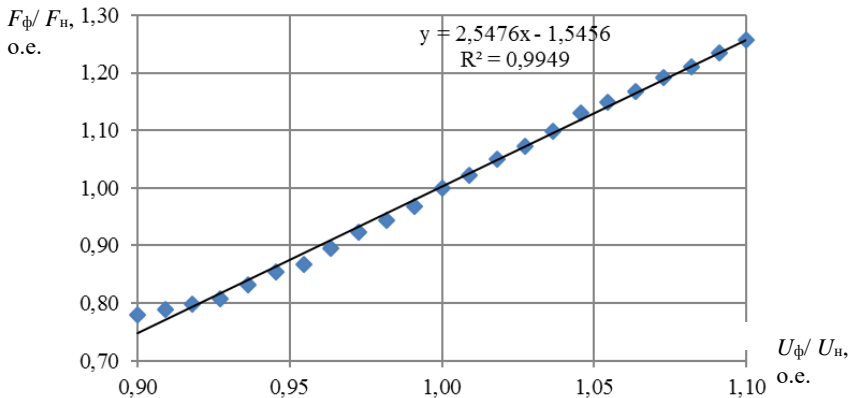


Рис. 6. Зависимость уровня светового потока светильника ЖСП с лампой ДНаЗ от изменения уровня питающего напряжения

На основании результатов исследований получены математические выражения изменения фактического потребления активной мощности $P_{\text{ф}}$, величины тока $I_{\text{ф}}$ и светового потока $F_{\text{ф}}$ при изменении уровня питающего напряжения:

$$P_{\text{ф.ДНаЗ}} = P_{\text{ном}} \cdot (2,28 \cdot K_U - 1,28); R^2 = 0,9959; \quad (1)$$

$$I_{\text{ф.ДНаЗ}} = I_{\text{ном}} \cdot (1,35 \cdot K_U - 0,35); R^2 = 0,9974; \quad (2)$$

$$F_{\text{ф.ДНаЗ}} = F_{\text{ном}} \cdot (2,54 \cdot K_U - 1,54); R^2 = 0,9949; \quad (3)$$

где $P_{\text{ном}}$ – номинальное потребление активной мощности, Вт; $I_{\text{ном}}$ – номинальный ток, А; $F_{\text{ном}}$ – номинальный световой поток, лм; $K_U = K_{\text{ф}} / K_{\text{ном}}$ – изменение уровня питающего напряжения, о.е.

Исследования влияния уровня питающего напряжения на cosφ в пределах $0,97 \dots 1$, что практически не влияет на нормальный режим работы светильника и питающей электросети.

На основании результатов исследований получены математические выражения изменения фактического потребления активной мощности $P_{\text{ф}}$, величины тока $I_{\text{ф}}$ и светового потока $F_{\text{ф}}$ при изменении уровня питающего напряжения для светодиодных фитосветильников:

$$P_{\text{ф.LEDлuc}} = P_{\text{ном}} = \text{const}; R^2 = 1; \quad (4)$$

$$I_{\Phi.LEDluc} = I_{ном} \cdot (-0,93 \cdot K_U + 1,93); R^2 = 0,9976; \quad (5)$$

$$F_{\Phi.LEDluc} = F_{ном} = \text{const}; R^2 = 1; \quad (6)$$

$$P_{\Phi.LEDprof} = P_{ном} = \text{const}; R^2 = 1; \quad (7)$$

$$I_{\Phi.LEDprof} = I_{ном} \cdot (-0,61 \cdot K_U + 1,61); R^2 = 0,9804; \quad (8)$$

$$F_{\Phi.LEDprof} = F_{ном} = \text{const}; R^2 = 1. \quad (9)$$

Проведенные исследования показали, что потребляемая активная мощность и световой поток остаются неизменными и равны номинальным значениям при изменении уровня питающего напряжения $\pm 10\%$ от $U_{ном}$. Стабилизация параметров происходит главным образом за счет изменения величины тока.

На рис. 7 представлены результаты исследования влияния уровня питающего напряжения на величину тока светодиодного фитосветильника фирмы ООО «ОКБ Луч». При напряжении $0,9 \cdot U_{ном}$ величина тока увеличивается на 10%. При напряжении $1,1 \cdot U_{ном}$ величина тока снижается на 10%. Следует отметить, что величина $\cos\varphi$ стабильна и равна 0,99.

На рис. 8 представлены результаты исследования влияния уровня питающего напряжения на величину тока светодиодного фитосветильника фирмы ООО «Профсвет». При напряжении $0,9 \cdot U_{ном}$ величина тока увеличивается на 8%. При напряжении $1,1 \cdot U_{ном}$ величина тока снижается на 5%. Следует отметить, что величина $\cos\varphi$ изменяется: при напряжении $0,9 \cdot U_{ном}$ $\cos\varphi = 0,91$, а при напряжении $1,1 \cdot U_{ном}$ $\cos\varphi = 0,84$.

ГОСТ 32144-2013 ограничивает величину гармоник напряжения и не ограничивает величину гармоник тока. Однако большие величины этих гармоник приводят к следующим негативным, а иногда и катастрофическим последствиям:

- к перегрузке распределительных сетей из-за увеличения действующего значения тока;
- к перегрузке нулевых проводников и выходу их из строя из-за суммирования токов высших гармоник, кратным трем;
- к дополнительным потерям электрической энергии в электроприемниках и электрических сетях.

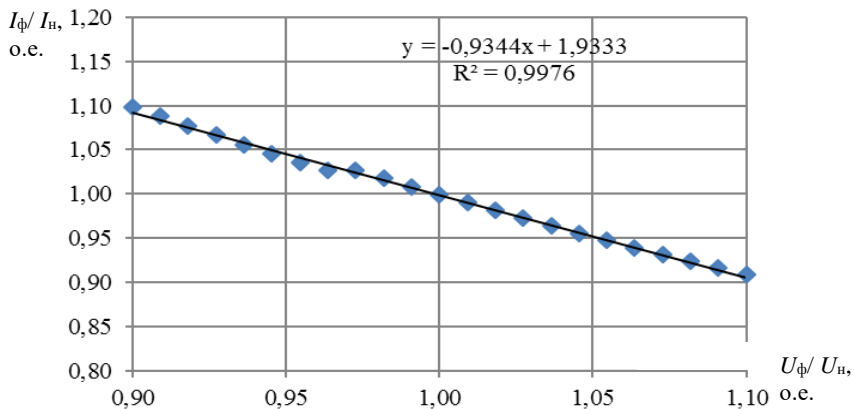


Рис. 7. Зависимость уровня тока светодиодного фитосветильника фирмы ООО «ОКБ Луч» от изменения уровня питающего напряжения

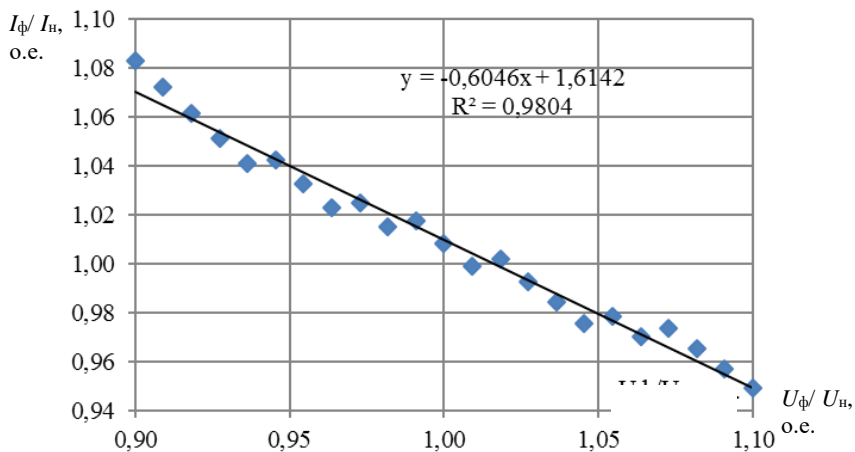


Рис. 8. Зависимость уровня тока светодиодного фитосветильника фирмы «ООО Профсвет» от изменения уровня питающего напряжения

Результаты исследований величин генерируемых гармоник тока фитосветильниками представлены на рис. 9-11.

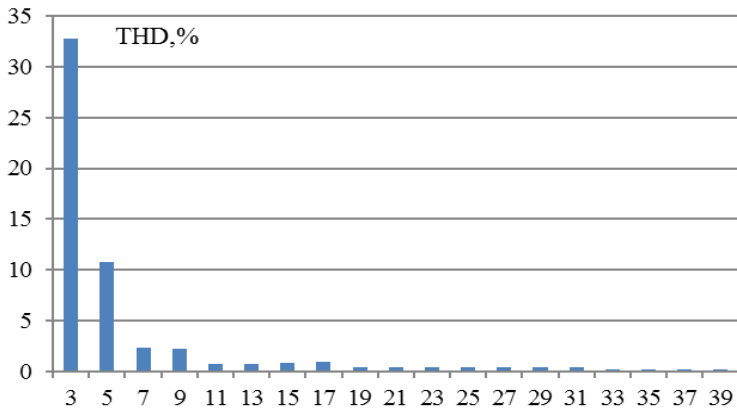


Рис. 9. Спектрограмма токов высших гармоник светильника ЖСП с лампой ДНаЗ

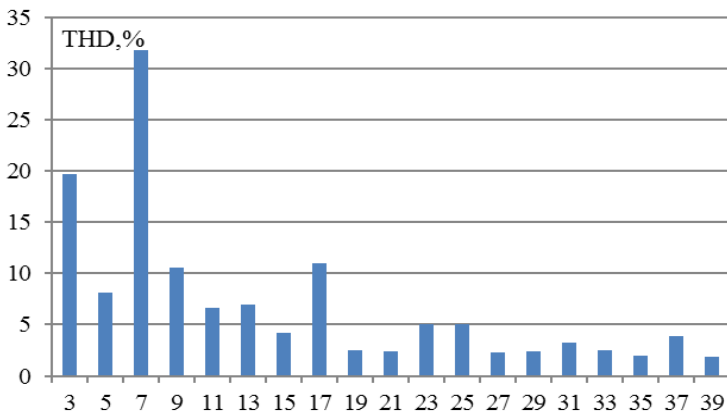


Рис. 10. Спектрограмма токов высших гармоник фитосветильника ООО «ОКБ Луч»

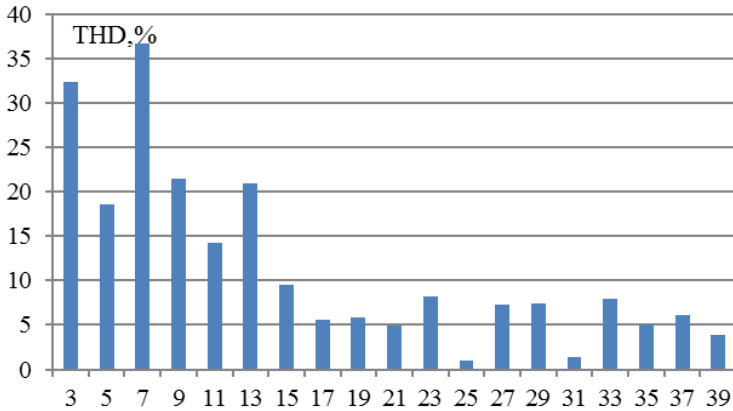


Рис. 11. Спектрограмма токов высших гармоник фитосветильника «ООО Профсвет»

Суммарный коэффициент гармонических составляющих тока для светильника ЖСП с лампой ДНаЗ равен 34,8%. Суммарный коэффициент гармонических составляющих тока для фито светильника ООО «ОКБ Луч» равен 49,5%. Суммарный коэффициент гармонических составляющих тока для фито светильника «ООО Профсвет» равен 68,7%.

IV. Обсуждение

Проведенные исследования по взаимному влиянию действующих тепличных светильников (ЖСП с лампами ДНаЗ) и перспективных светодиодных фитосветильников и систем электропитания показали следующие, представленные ниже, результаты.

Светодиодные фитосветильники в 4 раза быстрее выходят на номинальный режим, чем светильники ЖСП с лампами ДНаЗ. Потенциальные непроизводительные затраты составляют ЖСП с лампами ДНаЗ 0,5-1% от годового потребления электроэнергии.

Изменение уровня питающего напряжения приводит к изменениям фактического потребления активной мощности P_{ϕ} , величины тока I_{ϕ} и светового потока F_{ϕ} для тепличных светильников ЖСП с ЭмПРА и лампами ДНаЗ. Получены математические модели. Потребляемая активная мощность и световой поток светодиодных фитосветильников остаются неизменными и равны номинальным значениям при изменении уровня питающего напряжения $\pm 10\%$ от $U_{\text{ном}}$. Стабилизация параметров происходит главным образом за счет изменения величины тока. Получены математические модели. Следует отметить, что при хорошем качестве корректора мощности в составе светодиодных светильников изменение уровня тока происходит плавно. При некачественном корректоре мощности изменение

уровня тока происходит ступенчато и сопровождается изменением потребления реактивной мощности.

Суммарный коэффициент гармонических составляющих тока светодиодных фитосветильников в 1,4...2 раза больше, чем светильников ЖСП с лампой ДНаЗ.

В. Заключение

Светодиодные тепличные светильники в сравнении со светильниками ЖСП с лампой ДНаЗ лучше по скорости выхода на номинальный режим, стабилизации потребляемой активной мощности и светового потока при изменении уровня питающего напряжения. Однако суммарный коэффициент гармонических составляющих тока светодиодных фитосветильников в 1,4...2 раза больше, чем светильников ЖСП с лампой ДНаЗ, что может негативно сказаться на работе питающих электросетей, что требует дальнейших исследований.

© Вагин Г.Я., 2018

© Соснина Е.Н. 2018

© Терентьев П.В. 2018

© Филатов Д.А., 2018

Библиографический список

- [1] План реализации государственной программы Развитие АПК на 2017 – 2019 гг. [Электронный ресурс]. URL: http://www.mcx-pnov.ru/programma_razv_apk. ar (дата обращения 04.04.2017).
- [2] Постановление Правительства Нижегородской области от 06. 03. 2015 №118 «Развитие агропромышленного комплекса Нижегородской области». [Электронный ресурс]. URL: <http://docs.cntd.ru/document/465505664>. (дата обращения 04.05.2017).
- [3] Мартиросян Ю.Ц., Полякова М.Н., Диловарова Т.А., Кособрюхов А.А. Фотосинтез и продуктивность растений картофеля в условиях различного спектрального облучения // Сельскохозяйственная биология. 2013. № 1. С. 107-112.
- [4] Ракутько С.А., Маркова А.Е., Судаченко В.Н., Колянова Т.В. Определение эффективности светодиодных источников облучения при выращивании рассады томата и огурца // Сборник научных трудов ГНУ СЗНИИМЭСХ Россельхозакадемии. 2013. № 84. С. 82-89.
- [5] Тертышная Ю.В., Левина Н.С. Влияние спектрального состава света на развитие сельскохозяйственных культур // Сельскохозяйственные машины и технологии. 2016. № 5. С. 24-29.
- [6] Нечаева Е.Х., Царевская В.М. Перспективы использования светодиодного досвечивания // Актуальные проблемы аграрной науки и пути их решения. Сборник трудов. Кинель : РИЦ СГСХА, 2016. С. 158-161.
- [7] Прокофьев А., Туркин А., Яковлев А. Перспективы применения светодиодов в растениеводстве // Полупроводниковая светотехника. 2010. № 5. С. 60-63.

- [8] Стукс А., Поляковский В. Выращивание со светодиодами // Мир теплиц. 2015. № 4. С. 32-33.
- [9] Мишанов А.П., Маркова А.Е., Ракутько С.А., Бровцин В.Н., Ракутько Е.Н. Влияние соотношения долей зеленого и красного излучения на биометрические показатели салата // Технологии и технические средства. 2015. № 87. С. 264-272.
- [10] Philips GreenPower LED toplighting 2015. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.lighting.philips.ru> (дата обращения 07.05.2018).
- [11] Britse kwekerij APS Salads zet 100% LED boven tomaten. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.groentennieuws.nl/artikel/132730/Britse-kwekerij-APS-Salads-zet-100-percent-LED-boven-tomatens> (дата обращения 07.05.2018).
- [12] Анализ технического оснащения и внедрения пилотного проекта «Фитодиодное освещение для теплиц» в поселке Арнасай в рамках проекта ПРОО/ГЭФ «Продвижение энергоэффективного освещения в Республике Казахстан. [Электронный ресурс]. URL: <https://docplayer.ru/59888922-Fitodiodnoe-osveshchenie-dlya-teplic.html> (дата обращения 07.05.2018).

G.Ya. Vagin ¹, E.N. Sosnina ¹, P.V. Terentiev ², D.A. Filatov ²

EXPERIMENTAL STUDIES OF ENERGY CHARACTERISTICS OF ARTIFICIAL LIGHT SOURCES FOR GREENHOUSE COMBINES AND FRUIT FARM

¹ Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev,
Nizhny Novgorod, Russia

² Nizhny Novgorod State Agricultural Academy,
Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. One of the key areas to improve the efficiency of power supply systems of plant-growing complexes is associated with the introduction of LED-based lamps. At the same time, the issues of mutual influence of existing light sources and advanced LED lamps, including their power supply systems, are important. The article is devoted to experimental studies on the mutual influence of «ZhSP» luminaires with high-pressure sodium lamps with a mirror reflector («DNaZ») and LED phyto lights. For these types of luminaires, mathematical models have been obtained that describe the changes in the actual consumption of active power, the magnitude of current and luminous flux with a change in the level of the supply voltage. It has been established that the LED phyto-illumination lamps go to the nominal mode 4 times faster than the «ZhSP» lamps. The consumed active power and the light flux of LED phyto – lamps remain unchanged and are equal to nominal values when the supply voltage level changes $\pm 10\%$ of the nominal value. However, the total harmonic current component ratio of the LED phyto-illumination lamps is 2 times greater than the life – support lamps, which can adversely affect the operation of the power supply system.

Keywords: current harmonics, electric power quality, high-pressure sodium lamps, LED phyto-fans, plant-growing complex, voltage level change.

References

- [1] The plan for the implementation of the state program Development of the AIC for 2017 – 2019. [Online]. Available at: http://www.mcx-nnov.ru/programma_razv_apk. [Accessed: April 4, 2017].
- [2] Resolution of the Government of the Nizhny Novgorod Region dated 06. 03. 2015 No. 118 "Development of the agro-industrial complex of the Nizhny Novgorod Region". [Online]. Available at: <http://docs.cntd.ru/document/465505664>. [Accessed: May 4, 2017].
- [3] Y. Martirosyan, M.N. Polyakova, T.A. Dilovarova, A.A. Kozobryukhov. Photosynthesis and productivity of potato plants under different spectral irradiation // Agricultural Biology, vol. 1, pp. 107-112, 2013.
- [4] Rakutko S.A., Markova A.E., Sudachenko V.N., Kolyanova T.V. Determination of the effectiveness of LED irradiation sources in growing seedlings of tomato and cucumber // Collection of scientific works of the GNU SZNIIMESH Rosselkhoz-akademii, vol. 84, pp. 82-89, 2013.
- [5] Tertysna Yu.V., Levina N.S. The influence of the spectral composition of light on the development of crops // Agricultural machinery and technology, vol. 5, pp. 24-29, 2016.
- [6] E.Kh. Nechaeva, V.M. Tsarevskaya. Prospects for the use of LED light-emitting // Actual problems of agrarian science and ways to solve them. Collection of works, pp. 158-161, 2016.
- [7] A. Prokofiev, A. Turkin, A. Yakovlev. Prospects for the use of LEDs in crop production // Semiconductor lighting engineering, vol. 5, pp. 60-63, 2016.
- [8] A. Stuks, V. Polyakovsky. Cultivation with LEDs // World of Greenhouses, vol. 4, pp. 32-33, 2016.
- [9] A. Mishanov, A.E. Markova, S.A. Rakutko, V.N. Brovtzin, E.N. Rakutko. The influence of the ratio of the shares of green and red radiation on the biometric indicators of lettuce // Technologies and technical means, vol. 87, pp. 264-272, 2017.
- [10] Philips GreenPower LED toplighting 2015. [Online]. Available at: <http://www.lighting.philips.com>. [Accessed: May 7, 2018].
- [11] Britse kwekerij APS Salads zet 100% LED boven-tomaten. [Online]. Available at: <http://www.groentennieuws.nl/artikel/132730/Britse-kwekerij-APS-Salads-zet-100-procent-LED-boven-tomaten>. [Accessed: May 7, 2018].
- [12] Analysis of the technical equipment and the implementation of the pilot project «Phytodiode lighting for greenhouses» in the village of Arnasai in the framework of the project of the PROO / GEF Pro-motion of energy-efficient lighting in the Republic of Kazakhstan. [Online]. Available at: <https://docplayer.ru/59888922-Fitodiodnoe-osveshchenie-dlya-teplic.html>. [Accessed: May 7, 2018].

УДК 621.3

С.А. Бугров

О МАРКИРОВКЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭЛЕКТРОПОТРЕБЛЯЮЩЕГО ОБОРУДОВАНИЯ

Нижегородский Центр научно-технической информации
– филиал ФГБУ «РЭА» Минэнерго

Важным подходом к повышению энергетической эффективности, применяемым во многих развитых странах мира, является маркировка энергоэффективности зданий и инженерного оборудования. В России вопросы внедрения маркировки энергетической эффективности являются крайне актуальными. Статья посвящена оценке возможного экономического эффекта за счет внедрения в бытовой и бюджетный сектор оборудования, имеющего маркировку энергоэффективности. Обозначена проблема отсутствия в региональных документах специальных требований к маркировке энергетической эффективности при закупках бюджетными учреждениями. На основе данных Нижегородской области проведен анализ динамики активности рынка бытовых электроприборов. С учетом полученных результатов выполнена оценка годовой экономии электроэнергии бытовыми электроприборами и инженерным оборудованием. Показана возможность сокращения эмиссии углекислого газа к 2030 году до 9,562 Мт к уровню 2000 года. Сделан вывод о необходимости поэтапного внедрения стандартов и маркировки энергоэффективности для достижения поставленных целей в области ресурсосбережения и улучшения экологии.

Ключевые слова: бытовые электроприемники, маркировка энергоэффективности, нормативные документы, энергетическая эффективность, энергосбережение, углекислый газ.

1. Введение

В настоящее время в России реализуется большая номенклатура импортного инженерного оборудования зданий и бытовых электроприборов, которые имеют обязательную маркировку энергетической эффективности, предусмотренную в законодательстве зарубежных государств. Так как Российская Федерация в значительной мере отстает от многих стран в вопросах эффективности использования энергии, то все острее встает вопрос о повышении заинтересованности и стимулированию более широкого использования энергоэффективных приборов и оборудования.

Важным критерием решения задачи повышения эффективности использования энергии является маркировка энергоэффективности зданий и инженерного оборудования. Это соответствует требованиям федерального

закон от 23 ноября 2009 г. N 261-ФЗ, устанавливающего требования по энергоэффективности оборудования, зданий и сооружений, а также требованиям подзаконных актов, включая постановление Правительства РФ от 31 декабря 2009 года № 1222 [1].

Использование инструмента маркировки энергетической эффективности инженерного оборудования позволяет более качественно сформулировать мероприятия для повышения энергетической эффективности различных объектов.

II. Постановка цели и задач исследования

В настоящее время маркировка энергоэффективности энергопотребляющего оборудования применяется более чем в пятидесяти странах мира [2]. Наиболее значительные достижения в области энергетической эффективности имеются у стран Европейского союза. Регионы РФ остаются слабым звеном в цепи законодательных и нормативно-правовых актов в области внедрения маркировки энергетической эффективности бытовых энергопотребляющих устройств и инженерного оборудования зданий [3].

Директива 92/75/ЕС, принятая ЕС в 1992 году касательно маркировки и стандартной информации по потреблению энергии или других ресурсов бытовыми приборами, предусматривает разделение всех однородных бытовых электрических приборов на 7 классов энергоэффективности (*A, B, C, D, E, F, G*). Согласно требованиям директивы наиболее энергоэффективным является класс *A*, а самым энергозатратным является класс *G* [4].

В 2010 году вышла новая директива 2010/31/ЕС по маркировке энергетической эффективности, которая расширяет сферу регулирования на промышленные и торговые приборы и оборудование. Введено 3 новых класса энергоэффективности *A+, A++, A+++*. Если продукция имеет высший класс энергоэффективности (*A+++*), то низшие классы (*E – G*) из этикетки для такой продукции исключаются.

Анализ существующего положения и практики использования маркировки энергетической эффективности с внедрением маркировки энергетической эффективности бытовых энергопотребляющих устройств и инженерного оборудования зданий, в том числе и при госзакупках, показал, что основные положения и требования федерального законодательства по энергосбережению и повышению энергетической эффективности соблюдаются. Выявлено, что в Нижегородской области не производится оборудование, требующее применения маркировки энергоэффективности. Использование маркировки энергетической эффективности при закупках бюджетными учреждениями не производится в связи с отсутствием специальных требований в региональных документах.

III. Оценка активности рынка бытовых электроприборов

Известно, что наряду с ростом платежеспособности населения, приобретающего бытовые электроприборы, одним из критериев активности рынка является рост численности населения. Поэтому анализ активности рынка бытовых электроприборов проводится методом расчета натуральных объемов фактической реализации в предыдущие годы.

Для расчета среднегодового роста активности рынка продажи электроприборов и инженерного оборудования зданий в Нижегородской области в качестве исходных данных приняты сводные данные по России. Количество проданных и находящихся в эксплуатации электроприборов в Нижегородской области определено с использованием доли численности населения Нижегородской области в общей численности населения России. Аналогично выполняется ориентировочный расчет по определению находящихся в эксплуатации холодильников, стиральных машин, насосов, вентиляторов и других видов приборов оборудования, потребляющих электроэнергию.

Расчет среднегодового роста активности рынка продажи и количества приборов, находящихся в эксплуатации, ориентировочно выполнен сравнением данных о проданных и эксплуатируемых в России приборах и представлен по Нижегородской области за 2009-2017 годы в качестве базовой информации для последующих расчетов по оценке потенциала внедрения. Расчетные объемы в качестве базовых показателей для оценки потенциала внедрения оборудования, имеющего маркировку, в бытовом секторе, бюджетном секторе и на других объектах энергопотребления (зданиях) Нижегородской области представлены в табл. 1. Предполагаемый рост активности рынка продажи и количества бытовых приборов, находящихся в эксплуатации, ориентировочно со среднегодовым ростом 8-10% выполнен по Нижегородской области путем сравнения данных о проданных и эксплуатируемых приборах и оборудовании в России, Москве и представлен в табл. 2-5 [6, 7].

Таблица 1.
Динамика активности рынка бытовых электроприборов в Нижегородской области в прошлые годы

Показатели	2009	2010	2011	2012	2015	2017
Кол - во проданных электроприборов (млн. штук)	1,21	1,33	1,47	1,61	1,46	1,52
Количество холодильников в эксплуатации, млн. штук	1,46	1,60	1,76	1,94	1,77	1,84
Количество стиральных машин в эксплуатации, млн штук	1,05	1,13	1,23	1,32	1,27	1,32

Таблица 2.
Рост* активности применения бытовых электроприборов в Нижегородской области на период до 2020 года

Показатели	2018	2019	2020
Объем реализации всех бытовых электроприборов (млрд. руб.)	19,4	21,3	23,5
Кол-во проданных электроприборов (млн. штук)	2,86	3,15	3,46

* – 10% среднегодовой рост

Таблица 3.
Рост* активности применения холодильников в Нижегородской области на период до 2020 года

Показатели	2018	2019	2020
Объем реализации, млрд. руб.	4,8	5,3	5,8
Количество холодильников в эксплуатации, млн. штук	3,44	3,78	4,16
Среднегодовое** потребление электроэнергии в расчете на один холодильник, кВт*ч	435	422	409

* – 10% среднегодовой рост при обеспеченности домохозяйств 97%

** – 3% годовое снижение

Таблица 4.
Рост* активности применения стиральных машин в Нижегородской области на период до 2020 года

Показатели	2018	2019	2020
Объем реализации, млрд.руб.	2,0	2,1	2,3
Количество электроприборов в эксплуатации, млн. штук	2,10	2,27	2,45
Среднегодовое потребление электроэнергии в расчете на один электроприбор, кВт*ч	134	130	126

* – 8 % среднегодовой рост при обеспеченности домохозяйств 60 – 70%

Таблица 5.
Рост* активности применения насосов, вентиляторов и холодильных установок, используемых в центральных системах кондиционирования воздуха по Нижегородской области на период до 2020 года

Показатели, (тыс. штук)	2018	2019	2020
Насосы	265	291	320
Вентиляторы	31,1	34,2	37,7
Холодильные установки для систем кондиционирования воздуха			
Установки малой мощности (до 50 кВт)	1,76	1,94	2,13
Установки большой мощности (свыше 50 кВт)	0,44	0,48	0,53
Всего	2,20	2,42	2,67

* – 10% среднегодовой рост

IV. Результаты расчетов

Годовая экономия электроэнергии выбранными бытовыми электроприборами и инженерным оборудованием зданий с учетом анализа роста/снижения ежегодной активности, рассчитана ориентировочно путем сравнения данных по России, Москве на период до 2030 года и представлена по Нижегородской области в табл. 6.

Таблица 6.

Годовая экономия электроэнергии выбранными бытовыми электроприборами и инженерным оборудованием зданий по Нижегородской области на период до 2030 г.

Прибор/оборудование (млрд. кВтч)	2020	2025	2030
Холодильники/морозильники	0,097	0,122	0,144
Бытовые стиральные машины	0,019	0,030	0,039
Итого по бытовым электроприборам	0,116	0,152	0,182
Насосы	0,614	1,075	1,382
Промышленные кондиционеры и вентиляторы	0,105	0,155	0,207
Холодильные установки для систем центрального кондиционирования	0,039	0,041	0,041
Итого по инженерному оборудованию зданий	0,757	1,271	1,630
Всего по выбранным бытовым электроприборам и инженерному оборудованию зданий	0,873	1,423	1,813

При условии формирования региональных нормативных правовых актов по энергосбережению с учетом соответствия федеральному законодательству и в порядке, предлагаемом в настоящей работе, их применение в Нижегородской области может обеспечить суммарное сокращение эмиссии CO₂ к 2030 году до 9,562 Мт к уровню 2000 года [3, 4].

Таблица 7.

Сокращение эмиссии CO₂ в результате экономии электроэнергии выбранными бытовыми электроприборами и инженерным оборудованием зданий по Нижегородской области на период до 2030 г.

Прибор/оборудование (Мт CO ₂)	2020	2025	2030
Холодильники/морозильники	0,047	0,061	0,072
Бытовые стиральные машины	0,011	0,014	0,019
Насосы	0,307	0,539	0,691
Промышленные кондиционеры и вентиляторы	0,053	0,077	0,105
Холодильные установки для систем центрального кондиционирования	0,019	0,022	0,022
Доля Нижегородской области общем годовом сокращении эмиссии в России	0,062	0,061	0,060
Суммарное сокращение эмиссии CO ₂ (2000 – 2030)	2,368	5,389	9,562

Расчетные объемы эмиссии на период до 2030 г. по Нижегородской области представлены в табл. 7.

V. Заключение

Резкое удорожание энергоносителей, проявившееся в относительном давлении энергии на издержки конечных потребителей, вывело энергетические затраты в фактор стратегических резервов в повышении эффективности производства регионального продукта. В современных условиях цены на энергоносители негативным образом влияют на уровень издержек конечных потребителей. Доля энергетических затрат в стоимости промышленной продукции региона продолжает увеличиваться, что создает экономические стимулы к энергосбережению.

Важной составляющей для снижения уровня издержек конечных потребителей энергии является факторы, заложенные законодательством в полномочия субъектов Российской Федерации, а именно:

- 1) разработка и реализация региональных и муниципальных программ в области энергосбережения и повышения энергетической эффективности;
- 2) информационное обеспечение на территории соответствующего субъекта Российской Федерации мероприятий по энергосбережению и повышению энергетической эффективности, определенных в качестве обязательных федеральными законами и иными нормативными правовыми актами Российской Федерации, а также предусмотренных региональной программой в области энергосбережения и повышения энергетической эффективности.

Данная задача является перспективной и может быть решена путем поэтапного внедрения стандартов и маркировки энергоэффективности с одновременным созданием и распространением институциональной, правовой и нормативной базы для содействия внедрению и широкому распространению систем стандартизации и маркировки энергоэффективности за счет осведомленности и улучшения доступа населения и организаций к объективной информации об энергоэффективности приоритетных видов электроприборов.

При условии решения поставленных задач в Нижегородской области возможно снижение потребления электроэнергии за счет внедрения оборудования имеющего маркировку в бытовом секторе, бюджетном секторе и на других объектах энергопотребления (зданиях) на перспективу до 2030 года в объеме 1,813 млрд. кВт/ч и снижении выбросов CO₂ к уровню 2000 года на 2,368 Мт в 2020 г. и на 9,562 Мт в 2030 г.

Библиографический список

- [1] Распоряжение Правительства Российской Федерации от 1 декабря 2009 г. № 1830-р, О плане мероприятий по энергосбережению и повышению энергетической эффективности в Российской Федерации, направленных на реализацию Федерального закона «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации». Москва. – 19 с.
- [2] Проект регламента Таможенного союза «Об информировании потребителя об энергетической эффективности электрических энергопотребляющих устройств». Москва. – 4 с.
- [3] Проектный документ ПРООН «Стандарты и маркировка для продвижения энергоэффективности в Российской Федерации» [Электронный ресурс] URL: <https://pandia.ru/text/80/488/53393.php> (дата обращения 14.03.2018).
- [4] Кузьминов А.С. Стандарты и маркировка энергоэффективности как инструмент нормативного регулирования повышения энергоэкономичности бытового оборудования // Инженерный вестник Дона. 2011. № 4. С. 1-6.
- [5] Минобрнауки России, Программа развития ООН (ПРООН) и Глобальный экологический фонд (ГЭФ) [Электронный ресурс]. URL: <http://www.ensyst.ru/klienty-i-proekty/energoberezhenie-i-povyshenie-energoeffektivnosti/22/> (дата обращения 14.03.2018).
- [6] Наумов А.Л. Энергоэффективность инженерного оборудования // Электронный журнал энергосервисной компании «ЭСКО», 2012 г. № 7, [Электронный ресурс]. URL: http://esco-ecosys.narod.ru/2012_7/art179.htm (дата обращения 04.05.2018).
- [7] Наумов А.Л. Классификация энергоэффективности // Энергосбережение. 2011. № 2. С. 1-5.
- [8] ГФК-Русь Институт маркетинговых исследований [Электронный ресурс]. URL: <http://www.gfk.ru/> (дата обращения 04.05.2018).

S.A. Bugrov

ENERGY EFFICIENCY LABELING OF ELECTRICAL EQUIPMENT

Nizhny Novgorod Center for Scientific and Technical Information –
a branch of the Federal State Budgetary Institution «REA» Ministry of Energy

Abstract: Energy efficiency labeling of buildings and engineering equipment is an important approach to improving energy efficiency which is used in many developed countries. The introduction of energy efficiency labeling is highly relevant in Russia. The article is devoted to the assessment of the possible economic effect due to the introduction of equipment labeled with energy efficiency in the household and budgetary sector. The problem of the absence of special requirements for the energy efficiency labeling in

the procurement of public institutions in regional documents was marked. The analysis of the dynamics of activity of the market of household electrical appliances based on the data of the Nizhny Novgorod region has been carried out. Taking into account the results obtained, the annual energy saving of household appliances and engineering equipment has been estimated. The possibility of reducing carbon – acid gas emissions by 2030 to 9.562 Mt to the 2000 year level has been illustrated. The conclusion has been made that the phased introduction of energy efficiency standards and labeling is necessary to achieve the goals in the field of resource saving and environmental improvement.

Keywords: carbon dioxide, energy efficiency, energy efficiency labeling, energy saving, household power consumers, regulatory documents.

References

- [1] Decree of the Government of the Russian Federation of December 1, 2009 No. 1830-r, «On the plan of measures for energy saving and increasing energy efficiency in the Russian Federation aimed at implementing the Federal Law «On Energy Saving and on Increasing Energy Efficiency and amendments to certain legislative acts of the Russian Federation», Moscow, Russia.
- [2] Draft Regulation of the Customs Union «On informing the consumer about the energy efficiency of electrical energy consuming devices», Moscow, Russia.
- [3] UNDP project document «Standards and labeling for the promotion of energy efficiency in the Russian Federation», Moscow, Russia.
- [4] A.S. Kuzminov. Standards and labeling of energy efficiency as a tool for regulatory regulation of increasing the energy efficiency of household equipment // *Inženernyj vestnik Dona (Rus)*, vol. 4, pp.1-6, Dec. 2011.
- [5] Project site of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation / UNDP / GEF. [Online]. Available at: <http://www.label-ee.ru>. [Accessed: Mar. 14, 2018].
- [6] A.L. Naumov. Energy efficiency engineering equipment // *Electronic journal of energy service company «ESCO»*, N 7, 2012 [Online]. Available at: http://ecosys.narod.ru/2012_7/art179.htm [Accessed: May 4, 2018].
- [7] A.L. Naumov. Energy Efficiency Classification // *Energy Saving*, vol. 2, pp. 1-5, Dec. 2011.
- [8] GfK-Russia. Institute for Marketing Research. [Online]. Available at: <http://www.gfk.ru>. [Accessed: May 4, 2018].

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 681.5.033.2

¹ А.С. Серебряков, ¹ Л.А. Герман, ² В.Л. Осокин

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ФИЛЬТРОКОМПЕНСИРУЮЩЕЙ УСТАНОВКЕ

¹ Московский государственный университет
путей сообщения Императора Николая II
² Нижегородский государственный
инженерно-экономический университет

В электротехнической системе железнодорожного транспорта (тяговой электросети) важной задачей является повышение пропускной способности сети. Одно из перспективных решений этой задачи связано с использованием фильтрокомпенсирующих установок (ФКУ). В статье рассмотрена конструкция регулируемой переключаемой установки ФКУ и особенности ее функционирования в тяговой сети переменного тока. Важной особенностью рассматриваемой ФКУ является последовательное включение регулируемых секций конденсаторов с основной батареей. С учетом результатов эксплуатации ФКУ в тяговой сети Горьковской железной дороги отмечены достоинства предложенного варианта реализации переключаемой установки. Приведены осциллограммы переходных процессов для переключаемой ФКУ, полученные с помощью MathCAD. Установлено, что в переходных режимах при переключении ступеней ФКУ обеспечиваются допустимые значения перенапряжений.

Ключевые слова: компенсация реактивной мощности, компьютерное моделирование, переходный процесс, потери электроэнергии, тяговая сеть переменного тока.

1. Введение

Значения мощностей фильтрокомпенсирующей установки (ФКУ) в тяговой сети, рассчитываемые для повышения пропускной способности железной дороги, как правило, превосходят 6-8 Мвар [1-3]. Поэтому при снижении тяговой нагрузки в межподстанционной зоне повышается напряжение в контактной сети и при достижении 29 кВ ФКУ аварийно отключается. Исходя из анализа режима напряжения в тяговой сети с ФКУ

предлагается формировать следующее техническое решение по типу ФКУ на постах секционирования: ФКУ в тяговой сети мощностью более 4-5 Мвар должны быть регулируемыми.

II. Схема и параметры переключаемой ФКУ

Предлагаемая регулируемая переключаемая установка ФКУ в тяговой сети переменного тока железных дорог выполнена на основании отечественных изобретений [4-6]. Она представляет собой принципиально новую схему регулируемой установки, так как регулируемые секции конденсаторов включены не параллельно с основной батареей, а последовательно. На рисунке 1 представлена схема переключаемой ФКУ.

Наличие двух секций обеспечивает две ступени мощности ФКУ – наименьшую и наибольшую. Первая ступень наименьшей мощности состоит из последовательно включенных двух секций конденсаторных батарей $C1$ и $C2$ и двух фильтровых реакторов $L1$ и $L2$. Каждая секция ФКУ настроена на резонансную частоту 140 Гц, поэтому обе ступени ФКУ настроены на эту же частоту, что обеспечивает отсутствие резонансных явлений. Включение первой ступени в работу происходит следующим образом. При отключенных выключателях $Q1$, $Q2$, $Q3$ включается главный выключатель $Q1$, а затем через заданное время демпфирующий резистор R шунтируется включением выключателя $Q2$.

Первая ступень для ФКУ на посту секционирования тяговой сети обеспечивает допустимый режим напряжения при малых нагрузках и рассчитывается с целью наибольшего снижения потерь электроэнергии в тяговой сети по средней мощности тяговой нагрузки межподстанционной зоны.

Вторая ступень ФКУ наибольшей мощности состоит из включенных первой $C1$ секции конденсаторной батареи и фильтрового реактора $L1$. Включение в работу второй ступени ФКУ при включенной первой ступени происходит следующим образом: при включенном главном выключателе $Q1$ отключается выключатель $Q2$, затем включается выключатель $Q3$. Вторая ступень рассчитывается по нормативному документу для обеспечения заданной пропускной способности [7].

Схему, представленную на рисунке 1, можно реализовать и при одном реакторе. Если, например, применить реактор ФРОМ-3200 на 33,6 Ом [1], и ток 230 А, то минимальную мощность можно сформировать на 3 Мвар, а максимальная мощность может быть на 4-6 Мвар. Если в схеме два реактора, то соотношение мощностей может быть любым. При соотношении максимальной мощности к минимальной более двух, напряжение на выключателе $Q2$ не будет превышать $U_{ш}/3$, где $U_{ш}$ – напряжение на шинах ФКУ (принимая $U_{ш} = 27,5-29$ кВ). Таким образом, оправдано напряжение 10 кВ выключателя $Q2$.

Отметим важное преимущество по надежности представленной схемы. Расчеты и опыт эксплуатации показывают, что в режиме минимальной мощности ФКУ работает 60-80% всего времени. Срок службы конденсаторов в значительной степени зависит от напряжения [1]. Расчеты показывают, что снижение напряжения до указанных значений повышает ресурс работы конденсаторов в десятки раз. Вот почему в условиях эксплуатации рекомендуется переводить существующие и работающие много лет нерегулируемые установки поперечной емкостной компенсации в регулируемый режим, т.е. делать их переключаемыми.

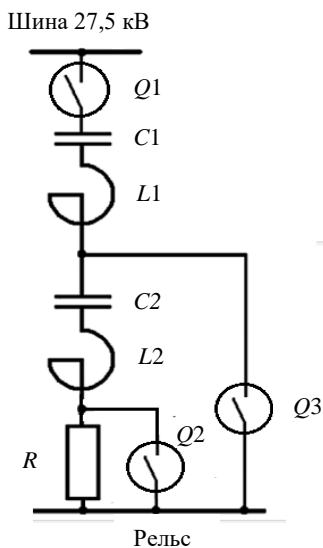


Рис. 1. Переключаемая ФКУ:

- $Q1$ – главный выключатель; $C1$ – конденсаторная батарея 1 – ой секции;
 $L1$ – фильтровый реактор 1 – ой секции; $C2$ – конденсаторная батарея 2 – ой секции;
 $L2$ – фильтровый реактор 2 – ой секции; R – демпфирующий резистор;
 $Q2$ – выключатель 10 кВ демпфирующего резистора;
 $Q3$ – выключатель 10 кВ 2 – ой секции ФКУ.

Переключение секций происходит всегда с предварительным введением демпфирующего резистора. Так как напряжение на шунтирующем выключателе не превышает 8-10 кВ, то ток разряда конденсаторов через резистор не превышает $(8000-100000)/100 = (80-100)$ А, где 100 – сопротивление демпфирующего резистора. Это меньше номинального тока конденсаторов, поэтому переключения происходят спокойно, без перегрузок.

Важно отметить ограниченные броски напряжения при переключении ступеней. Во-первых, переключается не вся, а лишь дополнительная мощность ФКУ. Во-вторых, переключается она в два этапа: сначала включается с ограничительным резистором (напряжение повышается на 0,3-0,5 кВ), а затем через 0,3-0,5 с шунтируется резистор и напряжение повышается еще на 0,3-0,5 кВ. В дальнейшем при введении тиристорного ключа вместо вакуумных выключателей 10 кВ броски напряжения будут снижаться.

III. Опыт эксплуатации переключаемой ФКУ

Переключаемая ФКУ в течение четырех лет эксплуатируется в тяговой сети участка Сергач – Шумерля Горьковской железной дороги. ФКУ работает 60-80% времени в режиме пониженной мощности (работает первая ступень). Это благоприятно сказывается на надежности конденсаторов и эффективном снижении потерь электроэнергии в тяговой сети. Переключение ФКУ на максимальную мощность в среднем происходит 2-4 раза в сутки, для этого специально настроена автоматика переключения. Но практика показала достаточность этих переключений, так как поездов повышенной массы около 10-13 единиц в сутки, и проходят они, как правило, пачками.

Учитывая, что для реальных условий тягового электроснабжения плавное регулирование мощности ФКУ можно заменить ступенчатым, а скорость переключения напряжения не имеет решающего преимущества, можно упростить схему ФКУ, приводя ее к приемлемым стоимостным показателям. Это продемонстрировано на приведенной переключаемой ФКУ (рис. 1). Кроме того, предлагаемый вариант переключаемой ФКУ не генерирует гармоники и приемлем по потерям активной мощности. В связи со сравнительно большим диапазоном допустимого напряжения в контактной сети (21-29 кВ) работа ЭПС при ступенчатом регулировании напряжения вряд ли принесет какие-либо неприятности. Что касается снижения потерь мощности в контактной сети, то давно доказана технико-экономическая целесообразность перехода на ступенчатые, не более 2-3 ступеней, ФКУ [1].

IV. Программы расчета и осциллограммы переходных процессов в переключаемой ФКУ

Расчеты выполнены по схеме замещения (рис. 2). Схема включает переключаемую ФКУ ($C1, L1, C2, L2, R1$), систему внешнего электроснабжения ($L0, R0$) и тяговую нагрузку, эквивалентную в первом приближении цепью $L3 - R2$. Для этой схемы составлена программа в интегрированном пакете MATHCAD (рис. 3). Расчеты выполнены для ФКУ, у которой мощность первой ступени – 3 Мвар, а второй – 6 Мвар.

Выключатели $Q1$, $Q2$ и $Q3$ на схеме (рис. 2) не показаны. Их срабатывание, изменяющее параметры элементов схемы замещения, заложено в программе, которая приведена на рис. 3. С помощью этой программы методом Рунге-Кутты четвертого порядка решается система из пяти дифференциальных уравнений, записанных в форме Коши.

Анализ показал, что броски напряжения на конденсаторах не превосходят 110% от номинального значения. Наибольшие броски тока ФКУ переходного режима получаются в секции $C1 - L1$ при шунтировании секции $C2 - L2$. По нижеприведенной программе в интегрированном пакете *MATCAD* [2, 3] рассчитан переходный процесс, изображенный на рисунке 3. На участке стационарного режима $t_n = 0-0,05$ с включены обе секции и ФКУ работает с уменьшенной мощностью (первая ступень). В момент $t_n = 0,05$ с происходит шунтирование секции $C2 - L2$ и броски тока в секции $C1 - L1$ возрастают до $600/350 = 1,7$ (где 350 – установившееся амплитудное значение тока ФКУ второй ступени).

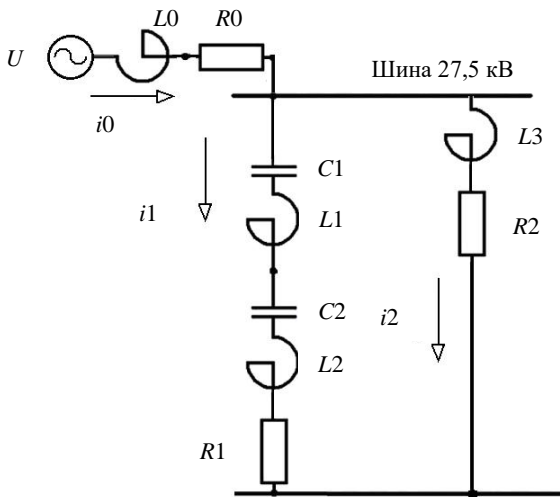


Рис. 2. Схема замещения

$$\begin{aligned}
 U &:= 27500 & f &:= 50 & \psi &:= \frac{0 \cdot \pi}{180} & \omega &:= 2\pi \cdot f = 314.159 \\
 u(t) &:= \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t + \psi) & R0 &:= 1.1 & L0 &:= 0.015 + 0.032 \\
 C1 &:= 24 \cdot 10^{-6} & R2 &:= 97 & L3 &:= 0.25 & C2(t) &:= \text{if}(t \leq 0.0514, 24 \cdot 10^{-6}, 10) \\
 L1 &:= 0.054 & R1(t) &:= \text{if}(t \leq 0.0514, 70, 0.0) & L2(t) &:= \text{if}(t \leq 0.0514, 0.054, 0)
 \end{aligned}$$

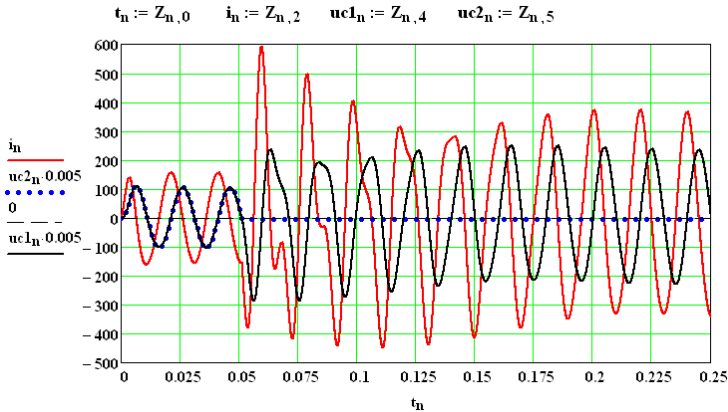
$$\mathbf{x} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{D}(t, \mathbf{x}) := \begin{bmatrix} \frac{(u(t) - R0 \cdot x_0 - R2 \cdot x_2) \cdot (L1 + L2(t)) + L3 \cdot (u(t) - R0 \cdot x_0 - R1(t) \cdot x_1 - x_3 - x_4)}{L0 \cdot (L1 + L2(t) + L3) + L3 \cdot (L1 + L2(t))} \\ \frac{(L0 + L3) \cdot (u(t) - R0 \cdot x_0 - R1(t) \cdot x_1 - x_3 - x_4) - L0 \cdot (u(t) - R0 \cdot x_0 - R2 \cdot x_2)}{L0 \cdot (L1 + L2(t) + L3) + L3 \cdot (L1 + L2(t))} \\ \frac{[(-L0) \cdot (u(t) - R0 \cdot x_0 - R1(t) \cdot x_1 - x_3 - x_4) + (L0 + L1 + L2(t)) \cdot (u(t) - R0 \cdot x_0 - R2 \cdot x_2)]}{[L0 \cdot (L1 + L2(t) + L3) + L3 \cdot (L1 + L2(t))]} \\ \frac{1}{C1} \cdot x_1 \\ \frac{1}{C2(t)} \cdot x_1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 Z &:= \text{rkfixed}(x, 0, 0.5, 50000, D) & n &:= 0..50000 \\
 t_n &:= Z_{n,0} & i_n &:= Z_{n,2} & uc1_n &:= Z_{n,4} & uc2_n &:= Z_{n,5}
 \end{aligned}$$

Рис. 3. Расчет переходного процесса в двухступенчатой ФКУ

Результаты решения системы дифференциальных уравнений, описывающих переходный процесс в схеме с переключаемой ФКУ (рис. 1) при шунтировании первой секции приведены на рисунке 4.

Для снижения бросков тока предлагается шунтирующий выключатель $Q3$ отсоединить от рельса и подключить к точке соединения реактора $L2$ к резистору и, кроме того, параллельно выключателю подсоединить тиристорный ключ на 10 кВ. Осциллограмма процесса шунтирования секции $C2 - L2$ в этом случае показана на рис. 5.

Рис. 4. Осциллограмма шунтирования секции $C2 - L2$ в схеме по рис. 1

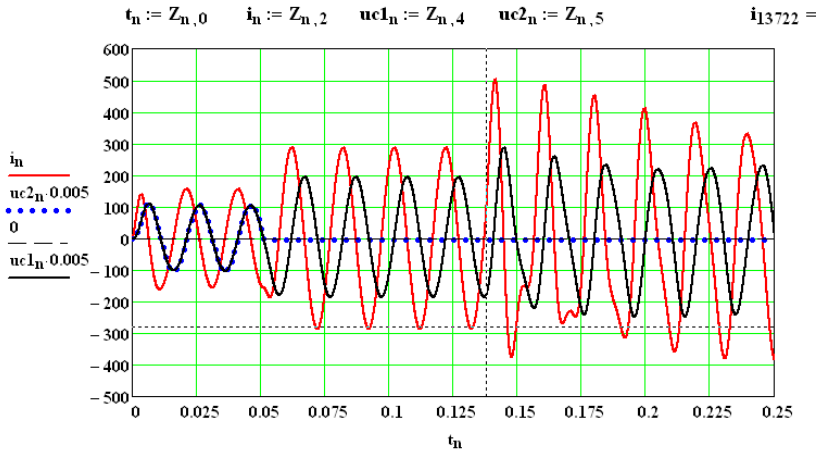


Рис. 5. Осциллограмма шунтирования секции $C2 - L2$ выключателем с тиристорным ключом

Как видно, при шунтировании резистора в момент $t_n = 0,132$ с броски тока снижаются до 1,4. Шунтирование балластного резистора в этом случае происходит в момент времени прохождения тока ФКУ через нуль.

IV. Выводы

Предлагаемые варианты переключаемой фильтрокомпенсирующей установки обеспечивают допустимые значения перенапряжений в переходных режимах при переключении ступеней мощности ФКУ.

Для снижения бросков тока в ФКУ в переходных режимах предлагается шунтировать секцию $C2 - L2$ без резистора, который вводится для ограничения бросков тока и в первой и во второй секциях, а также ввести параллельно шунтирующему выключателю $Q3$ тиристорный ключ на 10 кВ.

© Серебряков А.С., 2018

© Герман Л.А., 2018

© Осокин В.Л., 2018

Библиографический список

- [1] Бородулин Б.М., Герман Л.А., Николаев Г.А. Конденсаторные установки электрифицированных железных дорог. М.: Транспорт, 1983. – 183 с.

- [2] Герман Л.А., Серебряков А.С. Регулируемые установки емкостной компенсации в системах тягового электроснабжения железных дорог. М.: ФГБОУ УМЦ, 2015. – 316 с.
- [3] Герман Л.А., Серебряков А.С., Дулепов Д.Е. Фильтрокомпенсирующие установки в системах тягового электроснабжения железных дорог. Княгинино: НГИЭУ, 2017. – 402 с.
- [4] Серебряков А.С., Герман Л.А., Дулепов Д.Е., Семенов Д.А. Устройство переключаемой однофазной поперечной емкостной компенсации, Пат. 2475912 РФ, заявл. 09.03.2011; опубл. 20.02.2013.
- [5] Васильев С.Н., Гончаренко В.П., Латманизов М.В., Мизинцев А.В. Устройство автоматического регулирования компенсации реактивной мощности, Пат. 2459335 РФ, заявл. 22.04.2011; опубл. 20.08.2012.
- [6] Герман Л.А., Серебряков А.С., Гончаренко В.П., Якунин Д.В., Максимова А.А. и др. Устройство ступенчатой поперечной емкостной компенсации, Пат. 2656368 РФ, заявл. 01.07.2016; опубл. 05.08.2018.
- [7] СТО РЖД 07.022.2-2015. Система тягового электроснабжения железной дороги переменного тока. Методика выбора мест размещения и мощности устройств продольной и поперечной компенсации реактивной мощности. Введ. 2015-12-08.

¹ A.S. Serebryakov, ¹ L.A. German, ² V.L. Osokin

STUDY OF TRANSITION PROCESSES IN SWITCHABLE FILTER COMPENSATION INSTALLATION

¹ Nizhny Novgorod branch of Moscow State University of Railway Engineering
Nizhny Novgorod, Russia

² Nizhny Novgorod Engineering-economic State University
Knyaginino, Russia

Abstract. In the electrical system of railway transport (traction power), an important task is to increase the capacity of the network. One of the promising solutions of this problem is associated with the use of filter – compensating installations (FCI). The article describes the design of the adjustable switchable FCI unit and the peculiarities of its operation in an AC traction network. An important feature of the considered FCI is a series connection of adjustable capacitor sections with the main battery. Taking into account the results of the operation of the FCI in the Gorky Railway Traction Network, the merits of the proposed variant of the switchable unit implementation have been highlighted. The oscillograms of transients for switchable FCI, obtained with the help of MathCAD, are presented. It has been established that in switching the FCI steps, acceptable overvoltage values are provided in transition modes.

Keywords: AC traction network, computer modeling, electric power losses, reactive power compensation, transient process.

References

- [1] B.M. Borodulin, L.A. German and G.A. Nikolaev, Condenser installation of electrified railways. Moscow: Transport, 1983.
- [2] L.A. German and A.S. Serebryakov, Adjustable capacitive compensation settings in rail traction power supply systems. Moscow: Federal Medical University, 2015.
- [3] L.A. German, A.S. Serebryakov and D.E. Dulepov, Filter compensating installations in traction power supply systems of railways. Knyaginino: NIEGU, 2017.
- [4] A.S. Serebryakov, L.A. German, D.E. Dulepov and D.A. Semenov, «Switchable single-phase transverse capacitive compensation device», R.F. Patent 2475912, Feb. 20, 2013.
- [5] S.N. Vasiliev, V.P. Goncharenko, M.V. Latmanizov and A.V. Mizintsev, «Device for automatic regulation of reactive power compensation», R.F. Patent 2459335, Feb. 8, 2012.
- [6] L.A. German, A.S. Serebryakov, V.P. Goncharenko, D.V. Yakunin and A.A. Maksimova and other, «Device speed transverse capacitive compensation», R.F. Patent 2656368, Aug. 5, 2018.
- [7] Traction power supply system of the AC railway. Methodology of the choice of locations and power of devices for longitudinal and transverse compensation of reactive power. Russian Railways, 07.022.2-2015, Dec. 8, 2015.

УДК 621.316.722

А.А. Асабин, А.А. Кралин

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТИРИСТОРНОГО РЕГУЛЯТОРА ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ВОЛЬТОДОБАВОЧНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ ПРИ ПООЧЕРЕДНОМ ДВУХЗОННОМ УПРАВЛЕНИИ

Нижегородский государственный технический университет
им. Р.Е. Алексеева

Современное решение задачи качественного электроснабжения ответственных потребителей связано с разработкой устройств на основе полупроводниковых элементов, позволяющих осуществлять управление параметрами напряжения. В статье рассмотрены основные тенденции реализации трансформаторно-тиристорных регуляторов с импульсно-фазовым управлением для сетей переменного напряжения 0,4 кВ. Предложено применение двухзонного поочередного управления трансформаторно-тиристорным регулятором переменного напряжения с синхронизацией моментами перехода напряжения сети через нулевое значение. Данный способ позволяет реализовать автоматическую систему плавного регулирования и стабилизации напряжения нагрузки при глубоком изменении величины тока нагрузки на интервалах положительного и отрицательного направления потока мощности. Особенностью регуляторов с импульсно-фазовым управлением является наличие высших гармонических составляющих в выходном напряжении. В системе относительных единиц получены аналитические выражения, позволяющие выполнить расчет амплитудных значений первой и высших гармонических составляющих напряжения при двухзонном поочередном управлении. На основе полученных выражений выполнены исследования, позволившие определить факторы, которые влияют на содержание высших гармонических составляющих. Предложено выбирать коэффициент трансформации вольтодобавочного трансформатора из условия ограничения значений коэффициентов гармонических составляющих на допустимом для потребителя уровне.

Ключевые слова: двухзонное регулирование, импульсно-фазовое управление, коэффициент гармонических составляющих, направление потока мощности, регулятор, трансформатор, тиристор.

1. Введение

В настоящее время в целях стабилизации напряжения ответственных потребителей в сетях 0,4 кВ применяют трансформаторно-тиристорные регуляторы напряжения (ТТРН) с дискретным или импульсно-фазовым управлением [1-3]. Дискретные регуляторы выполняются по достаточно сложным схемам и имеют высокую стоимость. Существенное

упрощение схемного решения и удешевление стабилизатора возможно путем реализации его силовой части на основе вольтодобавочного трансформатора (ВДТ), регулируемого тиристорными коммутаторами по импульсно-фазовому методу. При этом наилучшие регулировочные характеристики обеспечивают алгоритмы управления тиристорами, реализующие двухзонное регулирование [4]. Данные алгоритмы исключают появление нерегулируемых интервалов в выходном напряжении регулятора и устраняют причину возникновения колебательных процессов при его автоматической стабилизации [5].

Наибольшее распространение получил алгоритм двухзонного регулирования, основанный на выделении знака мощности. Рассмотрим его построение [4]. По сигналам датчика тока нагрузки и сигналам датчика напряжения сети выделяются интервалы совпадения знаков тока и напряжения. Данные интервалы принято называть интервалами положительного направления мощности, так как в течение их энергия передается из сети в нагрузку. В интервалах с противоположными знаками тока нагрузки и напряжения сети энергия рекуперируется из нагрузки в сеть. Данные интервалы принято называть интервалами отрицательного направления мощности. В интервалах положительного направления мощности с задержкой, равной углу регулирования α_1 , выполняют переключение на повышение напряжения. В интервалах отрицательного направления мощности с задержкой, равной углу регулирования α_2 , выполняют переключение на понижение напряжения. Изменяя значения углов α_1 и α_2 , регулируют выходное напряжение в пределах регулировочной ступени. Данный алгоритм, при совместном изменении углов регулирования на повышение и понижение напряжения, известен как алгоритм с одновременным двухзонным регулированием [6]. Он не обеспечивает надежной работы ТТРН при глубоком изменении тока нагрузки. Например, при отключении нагрузки ток равен нулю и выделение интервалов направления мощности невозможно. В этом случае нарушаются регулировочные свойства ТТРН.

На кафедре «Промышленная электроника» НГТУ разработан способ двухзонного поочередного управления ТТРН с синхронизацией моментами перехода напряжения сети через нулевое значение [7]. Он обеспечивает двухзонное регулирование, реализуемое в интервалах положительного и отрицательного направления мощности. Данный способ не требует применения датчика тока. Поэтому регулировочные свойства ТТРН сохраняются при глубоком изменении величины тока нагрузки, а также на холостом ходу [8].

II. Цель и задачи исследования

Особенностью регуляторов, работающих по импульсно-фазовому методу, является несинусоидальная форма выходного напряжения. Целью

проводимых исследований является определение факторов, влияющих на содержание высших гармонических составляющих при двухзонном поочередном управлении ТТРН и выработка рекомендаций по их ограничению в пределах, разрешенных нормативными документами [9].

III. Материалы и методы решения поставленных задач

Анализ работы ТТРН проводим с использованием метода припасовывания при идеализации вольт-амперных и динамических характеристик тиристоров. Пренебрегаем сопротивлениями магнитной цепи и обмоток ВДТ. При анализе принимаем, что нагрузка линейна и имеет активно-индуктивный характер, как наиболее распространенная.

Схема исполнительного органа ТТРН с двухзонным регулированием напряжения вольтодобавочного трансформатора $TV1$ приведена на рисунке 1.

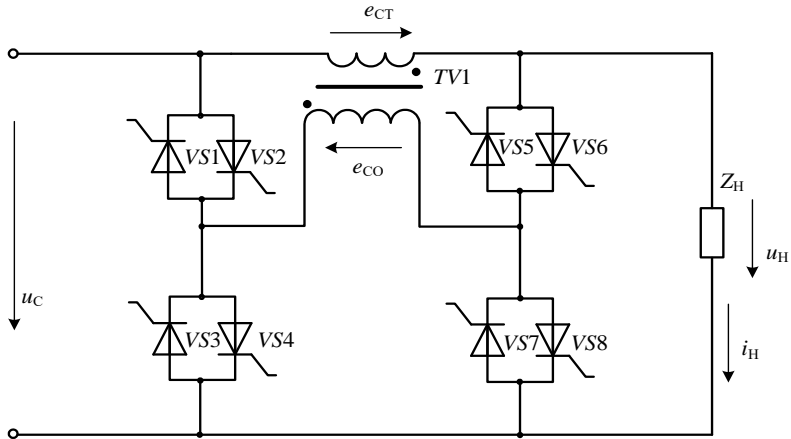


Рис. 1. ТТРН с двухзонным регулированием напряжения вольтодобавочного трансформатора

Схема обеспечивает три стационарных режима работы ВДТ: «вольтоотбавка» – включены тиристоры $VS3$, $VS4$ и $VS5$, $VS6$; «закоротка» – включены тиристоры $VS1$, $VS2$ и $VS5$, $VS6$; «вольтодобавка» – включены тиристоры $VS1$, $VS2$ и $VS7$, $VS8$. В режиме «вольтоотбавка» ВДТ включается по схеме понижающего автотрансформатора и напряжение нагрузки (u_H) ниже напряжения сети (u_C) на величину электродвижущей силы (ЭДС) e_{CT} регулировочной ступени $u_H = u_C - e_{CT}$. В режиме «закоротка» ВДТ находится в режиме короткого замыкания (КЗ) и включен последовательно с нагрузкой (Z_H). В этом случае практически все напряжение сети приложено к сопротивлению нагрузки $u_H = u_C$ поскольку сопротивление КЗ трансформатора мало. В режиме «вольтодобавка» ВДТ включается по

схеме повышающего автотрансформатора и напряжение нагрузки больше напряжения сети на величину ЭДС регулировочной ступени $u_H = u_c + e_{ст}$.

Переход из режима «вольтоотбавка» в режим «закоротка», согласно предложенному способу, начинается с увеличения угла переключения на понижение напряжения α_2 от 0 до π при фиксированном значении угла переключения на повышение напряжения $\alpha_1 = \pi$ [7]. Такое изменение α_2 позволяет реализовать регулирование выходного напряжения в интервалах отрицательного направления мощности. Далее реализуется регулирование в интервалах положительного направления мощности путем уменьшения значения угла переключения α_1 от π до 0 при фиксированном значении $\alpha_2 = \pi$. Такое же поочередное двухзонное регулирование применяется и для плавного перехода из режима «закоротка» в режим «вольтодобавка». Плавный переход из режима «вольтодобавка» в режим «вольтоотбавка» производится в обратной последовательности.

Диаграммы изменения напряжения (u_H) и тока (i_H) нагрузки при поочередном изменении углов переключения α_1 и α_2 показаны на рисунке 2.

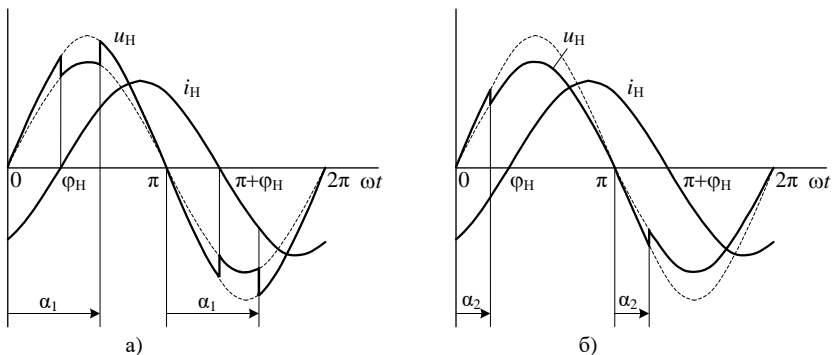


Рис. 2. Напряжение (u_H) и ток (i_H) нагрузки в интервалах: эффективного изменения угла переключения α_1 на повышение напряжения (а); эффективного изменения угла переключения α_2 на понижение напряжения (б).

Моменты коммутации тиристоров не всегда определяются значениями углов переключения, поскольку они также зависят от фазового угла нагрузки (φ_H). Совпадение значений моментов переключения тиристоров на повышение напряжения с углом α_1 имеет место только в интервалах положительного направления мощности ($\varphi_H \leq \alpha_1 < \pi$). Моменты переключения тиристоров на понижение напряжения в данном режиме совпадают с моментом перехода тока нагрузки через ноль, т.е. определяются фазовым углом нагрузки φ_H . Следовательно эффективное изменение угла α_1 в целях регулирования напряжения нагрузки находится в интервале $\varphi_H \leq \alpha_1 < \pi$

(рис. 2, а). Совпадение значений моментов переключения тиристоров на понижение напряжения с углом α_2 имеет место только в интервалах отрицательного направления мощности ($0^\circ < \alpha_2 \leq \varphi_H$). Моменты переключения тиристоров на повышение напряжения в данных режимах соответствуют значению угла $\alpha_1 = \pi$. Поэтому эффективное изменение угла α_2 в целях регулирования напряжения нагрузки находится в интервале $0^\circ < \alpha_2 \leq \varphi_H$ (рис. 2, б).

Из представленных на рис. 2 диаграмм следует, что напряжение нагрузки описывается на различных интервалах синусоидальными функциями. Степень искажения выходного напряжения ТТРН можно определить, разложив в ряд Фурье кривую напряжения нагрузки. Поскольку степень искажения напряжения пропорциональна величине ступени регулирования, целесообразно анализ энергетических показателей выполнить для перевода из режима «закоротка» в режим «вольтодобавка». В данном режиме ТТРН имеет наибольший диапазон регулирования, зависящий в основном от величины коэффициента трансформации ВДТ – $K_2 = e_{CT} / e_{CO}$ [10, 11].

В целях получения обобщенных результатов, не зависящих от уровня напряжения сети, анализ выполним в относительных единицах. В качестве базисной величины примем номинальное действующее значение напряжения сети ($U_B = U_{H,НОМ}$). Относительные значения напряжений будем обозначать в дальнейшем символами со звездочкой, например U_H^* . При номинальном напряжении сети ВДТ включается в режим «закоротка». Следовательно, все напряжения ТТРН имеют синусоидальную форму. Поэтому в режиме «закоротка» относительные значения действующего и амплитудного значений напряжения нагрузки равны соответственно: $U^* = 1$, $U_{Hm}^* = \sqrt{2}$. В режиме «вольтодобавка» напряжение нагрузки также синусоидально и больше напряжения сети на ЭДС вторичной обмотки ВДТ. Поэтому его действующее и амплитудное значения в относительных величинах равны соответственно:

$$U^* = 1 + K_2, \quad U_{Hm}^* = \sqrt{2} \cdot (1 + K_2). \quad (1)$$

Мгновенные значения напряжения нагрузки в относительных единицах для перехода ВДТ из режима «закоротка» в режим «вольтодобавка»:

– в интервале эффективного изменения α_2 ($\alpha_1 = \pi$):

$$u_{H}^* = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot \sin \omega t & \alpha_2 \leq \omega t \leq \pi; \\ \sqrt{2} \cdot (1 + K_2) \cdot \sin \omega t & \pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha_2, \end{cases} \quad (2)$$

– в интервале эффективного изменения α_1 ($\alpha_2 = \varphi_H$):

$$u_H^* = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot \sin \omega t & \varphi_H \leq \omega t \leq \alpha_1; \\ \sqrt{2} \cdot (1 + K_2) \cdot \sin \omega t & \alpha_1 \leq \omega t \leq \pi + \varphi_H, \end{cases} \quad (3)$$

Напряжение нагрузки симметрично относительно оси абсцисс. Следовательно, оно не содержит постоянной составляющей и четных гармоник. В таком случае кривая выходного напряжения ТТРН описывается выражением:

$$u_H^* = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (a_n^* \cdot \cos(n \cdot \omega t) + b_n^* \cdot \sin(n \cdot \omega t)), \quad (4)$$

где n – номер гармонической составляющей.

Определим с помощью интеграла Фурье амплитудные значения косинусной a_n^* и синусной b_n^* составляющих каждой гармоники:

в интервале эффективного регулирования α_2 :

$$a_n^* = \frac{\sqrt{2}K_2}{\pi} \cdot \left[\frac{\cos(n-1)\alpha_2}{n-1} - \frac{\cos(n+1)\alpha_2}{n+1} - \frac{2}{n^2-1} \right];$$

$$b_n^* = \frac{\sqrt{2}K_2}{\pi} \left[\frac{\sin(n-1)\alpha_2}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\alpha_2}{n+1} \right]. \quad (5)$$

в интервале эффективного регулирования α_1 :

$$a_n^* = \frac{\sqrt{2}K_2}{\pi} \cdot \left[\frac{\cos(n+1)\alpha_1}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha_1}{n-1} - \frac{\cos(n+1)\varphi_H}{n+1} + \frac{\cos(n-1)\varphi_H}{n-1} \right];$$

$$b_n^* = \frac{\sqrt{2}K_2}{\pi} \cdot \left[\frac{\sin(n-1)\varphi_H}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\varphi_H}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha_1}{n-1} + \frac{\sin(n+1)\alpha_1}{n+1} \right]. \quad (6)$$

Амплитудные значения c_n^* и начальные фазы θ_n гармонических составляющих напряжения нагрузки определяются через составляющие a_n^* и b_n^* по выражениям:

$$c_n^* = \sqrt{(a_n^*)^2 + (b_n^*)^2}; \quad \theta_n = \operatorname{arctg} \frac{b_n^*}{a_n^*}. \quad (7)$$

Выражения (5), (6) справедливы при нечетном номере n , не равном 1. Учитывая периодичность кривой i_n^* , найдем для нее коэффициенты a_1^* , b_1^* , необходимые для расчета первой гармоники напряжения нагрузки в рассматриваемых режимах ТТРН:

– в интервале эффективного регулирования α_2 :

$$\begin{aligned} a_1^* &= \frac{\sqrt{2}K_2}{\pi} \cdot \sin^2 \alpha_2; \\ b_1^* &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left(\pi + K_2 \cdot \alpha_2 - K_2 \cdot \frac{\sin 2\alpha_2}{2} \right). \end{aligned} \quad (8)$$

– в интервале эффективного регулирования α_1 :

$$\begin{aligned} a_1^* &= \frac{\sqrt{2}K_2}{\pi} \cdot (\sin^2 \varphi_H - \sin^2 \alpha_1); \\ b_1^* &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \left[\pi(1 + K_2) - K_2 \left(\alpha_1 - \varphi_H - \frac{\sin 2\alpha_1}{2} + \frac{\sin 2\varphi_H}{2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

Амплитудные значения c_1^* и начальные фазы θ_1 первой гармонической составляющей напряжения нагрузки определяются по выражениям (7).

IV. Результаты исследования

Ограничиваются значения коэффициентов гармонических составляющих $K_{U(n)}$ в точках передачи электрической энергии в соответствии с ГОСТ на нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения [9]. Для сетей напряжением 0,4 кВ их предельно допустимые значения следующие: $K_{U(5)} = 6\% \cdot U_1$, $K_{U(7)} = 5\% \cdot U_1$, $K_{U(3)} = 5\% \cdot U_1$. Расчеты, выполненные по выражениям (5)-(7) показали, что наибольший вес из высших гармонических составляющих имеет напряжение утроенной частоты. Амплитудные значения других гармонических составляющих снижаются пропорционально номеру гармоники. Максимальное амплитудное значение напряжения утроенной частоты имеет место при значениях $\varphi_H = 60^\circ$ и $\alpha_1 = 120^\circ$. При таких условиях амплитудное значение напряжения утроенной частоты составляет 57% от величины коэффициента трансформации ВДТ. Таким образом, гармонический состав кривой напряжения нагрузки в основном определяется коэффициентом трансформации ВДТ. Рекомендуется величину коэффициента трансформации ВДТ выбирать из условия ограничения значений коэффициентов гармоник на допустимом для потребителя уровне. Графические зависимости, показывающие изменение амплитудных значений третьей, пятой и

седьмой гармоник при рекомендуемом значении $K_2 = 0,1$ и значении фазового угла нагрузки 60° в процессе регулирования выходного напряжения показаны на рисунке 3. На представленных зависимостях совмещены интервалы эффективного изменения углов переключения α_2 и α_1 .

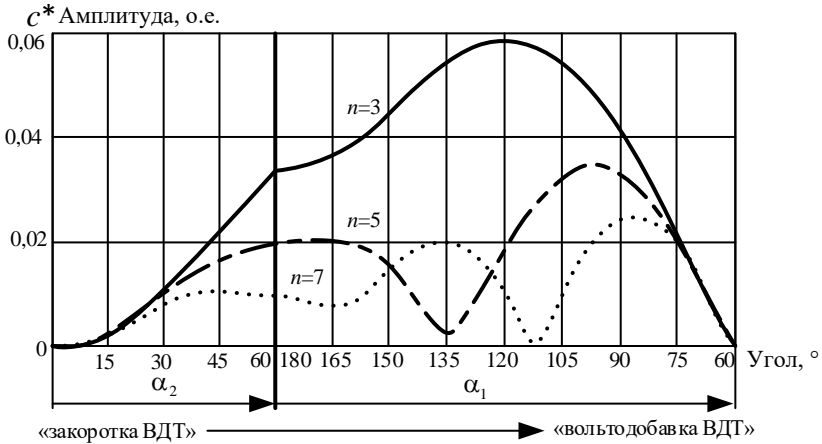


Рис. 3. Амплитудные значения высших гармоник в напряжении нагрузки ($K_2 = 0,1$ и $\varphi_n = 60^\circ$)

Зависимость амплитудного значения первой гармонической составляющей в процессе регулирования напряжения нагрузки при $\varphi_n = 60^\circ$ и рекомендуемом значении коэффициента трансформации $K_2 = 0,1$ приведена на рисунке 4. Из представленной зависимости следует, что при поочередном двухзонном управлении реализуется плавный перевод ВДТ из режима «закоротка» в режим «вольтдобавка» и обратно. Аналогичным образом реализуется плавный перевод ВДТ из режима «закоротка» в режим «вольтдобавка».

Из сопоставления графических зависимостей (рис. 3 и рис. 4) следует, что при рекомендуемом значении коэффициента трансформации ВДТ ($K_2 = 0,1$) коэффициенты третьей, пятой и седьмой гармонических составляющих не превышают следующих значений: $K_{U(3)} = 4,1\% \cdot U_1$; $K_{U(5)} = 2,3\% \cdot U_1$; $K_{U(7)} = 1,37\% \cdot U_1$. Эти значения соответствуют требованиям, предъявляемым нормативными документами к качеству электроэнергии.

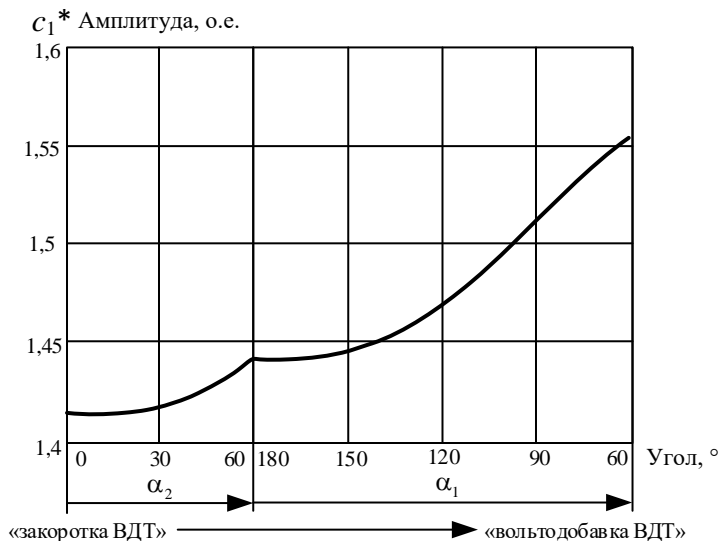


Рис. 4. Амплитудное значение первой гармоники в напряжении нагрузки ($K_2 = 0,1$ и $\varphi_n = 60^\circ$)

V. Заключение

В результате исследований показано, что при поочередном двухзонном управлении ТТРН обеспечивается плавный перевод ВДТ из режима «вольтотдобавка» в режимы «закоротка» и «вольтодобавка». Поэтому данный способ регулирования рекомендуется для применения в стабилизаторах переменного напряжения.

Установлено, что гармонический состав кривой напряжения нагрузки в основном определяется коэффициентом трансформации вольтдобавочного трансформатора K_2 . Наибольший вес из высших гармонических составляющих имеет напряжение утроенной частоты. Его амплитудное значение достигает при поочередном двухзонном регулировании $0,57 \cdot K_2$. Рекомендуется его величину выбирать в интервале $K_2 < 0,1$ из условия ограничения значений коэффициентов гармонических составляющих на допустимом для потребителя уровне.

Библиографический список

- [1] Соснина Е.Н., Асабин А.А., Кралин А.А., Крюков Е.В. Тиристорное фазоповоротное устройство с вольтодобавочным трансформатором для сети среднего напряжения, Пат. 2621062 РФ, заявл. 06.07.2016; опубл. 31.05.2017. – Бюл. № 16.
- [2] Соснина Е.Н., Асабин А.А., Бедретдинов Р.Ш. Исследование твердотельного регулятора напряжения и мощности в сети 6-20 кВ // Сборник трудов 2-й Международной научно-технической конференции «Пром-инжиниринг», Челябинск, Россия. Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ. 2016. С. 322-327.
- [3] Соснина Е.Н., Асабин А.А., Кралин А.А., Крюков Е.В. Универсальное фазоповоротное устройство для сетей среднего и высокого напряжения, Пат. 180964 РФ, заявл. 01.12.2017; опубл. 02.07.2018. – Бюл. № 19.
- [4] Voltage regulator with zero static switching between taps for a regulator transformer, General Electric Co. Пат. 3621374 США, Kestler Clarence J. 1971.
- [5] Петров Ю.Н. Двухзонные трансформаторно-тиристорные стабилизаторы напряжения для электроустановок с активно – индуктивным сопротивлением: дис. канд. техн. наук, Горький, 1975. – 239 с.
- [6] Алтунин Б.Ю., Асабин А.А., Зубов Л.А., Соловьев Л.А., Шлентов В.С. Способ управления регулятором напряжения и устройство для его осуществления, Пат. 1003294 СССР; опубл. 1983. – Бюл. № 9.
- [7] Асабин А.А. Способ управления тиристорным регулятором напряжения трансформатора, Пат. 2398342 РФ, заявл. 23.06.2009; опубл. 27.08.2010. – Бюл. № 24.
- [8] Асабин А.А., Белянин И.В., Лоскутов А.Б., Чивенков А.И. Технологическая система управления трансформаторно-тиристорным регулятором напряжения и мощности // Материалы XII ежегодной конференции компании National Instruments, Москва, Россия. 2013. С. 101-106.
- [9] ГОСТ 32144-2013. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. Введ. 2014-07-01. М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.
- [10] Асабин А.А., Верховский С.Я. Регулировочные характеристики тиристорного регулятора переменного напряжения с вольтодобавочным трансформатором при поочередном двухзонном управлении // Труды НГТУ им. П.Е. Алексеева. 2013. № 2 (99). С. 189-196.
- [11] Асабин А.А., Журин К.А. Энергетические характеристики плавноступенчатого трансформаторно-тиристорного стабилизатора переменного напряжения с поочередным двухзонным регулированием // Тезисы докладов VI Международной молодежной научно-технической конференции, НГТУ им. П.Е. Алексеева «Будущее технической науки», Н. Новгород, Россия, 2007. С. 1-7.

A.A. Asabin, A.A. Kralin

ENERGY INDICATORS OF THYRISTOR AC VOLTAGE REGULATOR WITH BOOSTER TRANSFORMER UNDER ALTERNATE TWO-ZONE CONTROL

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nizhny Novgorod, Russia

Abstract. A modern solution to the problem of high – quality power supply to responsible consumers is associated with the development of devices based on semiconductor elements, which allow a control of voltage parameters. The major trends in the implementation of a transformer – thyristor regulators with pulse – phase control for 0.4 kV alternative current (AC) networks was considered in this article. The application of alternate two-zone control of the transformer–thyristor regulator of AC voltage synchronized with the moments of transition of mains voltage through zero value was offered. This method allows one to implement an automatic system of smooth regulation and stabilization of the load voltage with a deep change in the magnitude of the load current at intervals of positive and negative directions of power flow. The presence of higher harmonic components in the output voltage is a peculiarity of regulators with a pulse phase control. Analytical expressions in the system of relative units are received that allow one to calculate the amplitude values of the first and highest harmonic components of the voltage for an alternate two – zone control. Studies have been performed on the basis of the obtained expressions which have made it possible to determine the factors that influence the content of higher harmonic components. The transformation ratio of booster transformer was offered to choose from the condition limiting the values of the harmonic components at the acceptable level for the consumer.

Keywords: two-zone control, pulse-phase control, harmonic component ratio, power flow direction, regulator, transformer, thyristor.

References

- [1] E.N. Sosnina, A.A. Asabin, A.A. Kralin and E.V. Kryukov. Thyristor phase shifter with booster transformer for medium voltage network // Patent 2621062, Jul. 6, 2016.
- [2] E.N. Sosnina, A.A. Asabin and R.Sh. Bedretdinov. Investigation of a solid-state voltage and power regulator in a 6-20 kV network // in proc. Proceedings of the 2nd International Scientific-Technical Conference «Industrial Engineering». Chelyabinsk: SUSU Publishing Center, 2016, Russia, pp. 322-327.
- [3] E.N. Sosnina, A.A. Asabin, A.A. Kralin and E.V. Kryukov. Universal phase shifter for medium and high voltage networks // Patent 180964, Dec. 1, 2017.
- [4] Voltage regulator with zero static switching between taps for a regulator transformer, General Electric Co // Patent 3621374, USA, Kestler Clarence J. 1971

- [5] Yu.N Petrov. Two-zone transformer-thyristor voltage stabilizers for electrical installations with active-inductive resistance // Cand. of Tech. S. thesis, Gorky, Russia. 1975.
- [6] B.Yu. Altunin, A.A. Asabin, L.A. Zubov, L.A., Soloviev and V.S. Shlentov. The method of controlling the voltage regulator and device for its implementation // A. S. Patent 1003294, USSR, 1983.
- [7] A.A. Asabin. The control method of the thyristor voltage regulator of the transformer // Patent 2398342, June 23, 2009.
- [8] A.A. Asabin, I.V. Belyanin, A.B. Loskutov and A.I. Chivenkov. Technological control system of transformer – thyristor voltage and power regulator // in proc. Materials XII annual conference of the company National Instruments, Moscow, p. 101-106, 2013.
- [9] Voltage Characteristics of Energy Supplied by Public Electricity Networks, EN 50160-2010 ed.3.0, July 2010.
- [10] A.A. Asabin and S.Ya. Verkhovsky. Regulation characteristics in the two-zone control of the thyristor ac voltage regulator with booster transformer // Transactions of NNSTU n.a. R.E. Alekseev, vol. 2, pp.189-196, 2013.
- [11] A.A. Asabin and K.A. Zhurin. Energy characteristics of a smooth-step transformer-thyristor AC voltage regulator with alternate two-zone regulation // in proc. Abstracts of the VI International Youth Scientific and Technical Conference «The future of technical science», N. Novgorod, Russia, pp. 1-7, 2007.

УДК 621.316.727

Ю.Г. Пономарев, Н.И. Присмотров, С.И. Охапкин**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПИТАНИЯ
РУЧНОГО ИНСТРУМЕНТА С ВЫСОКИМ
КОЭФФИЦИЕНТОМ МОЩНОСТИ**

Вятский государственный университет

В настоящее время в ручных электроинструментах для различных отраслей производства широко используются трехфазные асинхронные двигатели. Важным компонентом в составе электропривода ручного инструмента является преобразователь частоты. Преобразователи частоты могут стать причиной многих проблем при эксплуатации инструмента, например, дополнительных потерь электроэнергии, ухудшения качества напряжения. Статья посвящена разработке полупроводниковых преобразователей частоты электроприводов ручных инструментов с высокой эффективностью преобразования и передачи энергии. Основная идея заключается в коррекции коэффициента мощности путем применения преобразователя Кука с гальванической развязкой в звене постоянного тока преобразователя частоты. Показана возможность коррекции коэффициента мощности при единственном контуре регулирования преобразователя Кука, работающего в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе. В качестве метода управления рассмотрена частотно-импульсная модуляция, позволяющая ограничивать напряжение на силовом ключе в широком диапазоне изменения нагрузки. Показано, что использование данного метода в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе позволяет ограничить напряжение на элементах в широком диапазоне нагрузок.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, гальваническая развязка, корректор коэффициента мощности, преобразователь Кука, преобразователь частоты, ручной инструмент, частотно-импульсная модуляция.

1. Введение

Трехфазные асинхронные двигатели повышенной частоты получили широкое применение в ручных машинах, используемых в различных отраслях промышленности, сельского хозяйства, строительства, сферах коммунального хозяйства и быта. Как правило, это двухполюсные двигатели частотой 200 Гц. Основная масса двигателей и машин относится к классу защиты III на напряжения 36 и 42 В, предполагающего наличие гальванической развязки с питающей сетью.

Выпускаемые в настоящее время зарубежными и отечественными производителями полупроводниковые преобразователи частоты (ПЧ), предназначенные для систем регулируемого индивидуального электропри-

вода (ЭП), в силу своей функциональной избыточности и сложности имеют высокую стоимость, не соответствуют требованиям эксплуатации в составе ЭП ручного инструмента по конструктивному и климатическому исполнению, безопасности, техническим характеристикам и видам защит [1-3].

В силу указанных выше обстоятельств возникает необходимость в разработке полупроводниковых ПЧ для групповых и индивидуальных электроприводов средств малой механизации (СММ). При этом следует учитывать проблемы энергетики синтезируемых устройств, заключающиеся как в эффективности преобразования энергии, так и эффективности ее передачи по питающей сети.

Наличие на входе ПЧ нелинейных элементов – выпрямительного моста и накопительной емкости в звене постоянного тока – приводит к появлению высших гармоник, которые негативно влияют на состояние кабельных линий, вызывают дополнительные потери в силовых трансформаторах, могут являться причиной ухудшения качества питающего напряжения и вызывать сбои в работе электрооборудования и телекоммуникационных систем [4]. Допустимый уровень гармонических искажений сетевого тока определен в ГОСТ 30804.3.2-2013 «Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе)».

II. Структура ПЧ электроприводов СММ III класса защиты

На рис. 1 изображена структурная схема специализированного ПЧ с гальванической развязкой.

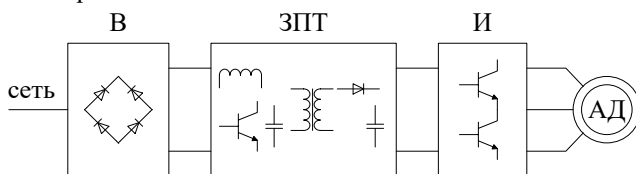


Рис. 1. Структурная схема ПЧ электропривода СММ

Питание ПЧ с мостовым неуправляемым выпрямителем (В) на входе происходит от однофазной сети. Звено постоянного тока (ЗПТ) должно выполнять следующие функции:

- регулировку и стабилизацию требуемого выходного напряжения звена постоянного тока, с учетом колебаний напряжения сети и падения напряжения в питающем кабеле;
- коррекцию коэффициента мощности потребляемой электроэнергии;
- гальваническую развязку с питающей сетью.

Инвертор (И) выполнен по классической трехфазной мостовой схеме. Регулирование скорости вращения вала двигателя машины, при необходимости, может достигаться путем регулирования напряжения на входе инвертора и частоты следования управляющих импульсов силовых ключей инвертора, равной частоте основной гармоники выходного напряжения при угле открытого состояния ключа равном 180 эл. градусам, по закону $U/f = \text{const}$. Применение данного подхода позволяет снизить коммутационные потери в силовых ключах инвертора и упростить его систему управления.

III. Звено постоянного тока

Классическим способом повышения коэффициента мощности, т.е. улучшения формы кривой потребляемого тока и синфазности его с напряжением, является применение повышающего преобразователя постоянного напряжения. Для его работы в режиме непрерывного тока управление силовым ключом должно производиться не только в функции выходного напряжения, но и в функции входных тока и напряжения. Таким образом, используются два канала обратной связи. Для обеспечения гальванической развязки, в данном случае возникает необходимость введения в ЗПТ дополнительно, как минимум, полумостового $DC-AC$ преобразователя напряжения с выпрямителем на его выходе.

Для реализации однофазных активных корректоров коэффициента мощности (ККМ) в составе ПЧ электроприводов СММ III класса защиты предлагается схемное решение, обеспечивающее минимальное количество элементов корректирующего устройства и узла гальванической развязки, а также простоту реализации системы управления, что позволяет минимизировать массогабаритные и стоимостные показатели. Заданным требованиям в большей степени соответствует повышающе-понижающий преобразователь Кука, схемы которого приведены на рис. 2.

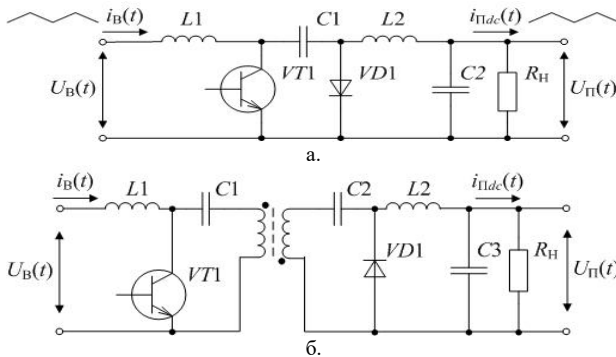


Рис. 2. Схемы преобразователей Кука: без гальванической развязки (а), с гальванической развязкой (б).

В перечне преимуществ применения импульсного преобразователя Кука в составе ЗПТ ПЧ для решения задач по увеличению коэффициента мощности и регулирования напряжения на входе инвертора можно отметить следующее:

- простота реализации управления преобразователем в функции ККМ с использованием ШИМ регулирования в функции выходного напряжения;
- малые пульсации входного тока благодаря присутствию $L1$, подобно импульсному повышающему преобразователю;
- требуется только один силовой ключ, таким образом, исключаются проблемы коммутации, которые возникают в схемах мостовых и полумостовых преобразователей;
- естественная защита силового ключа от короткого замыкания, связанная с присутствием емкостной развязки $C1$;
- возможность реализации дросселей $L1$ и $L2$ на одном сердечнике, что приводит к улучшению массогабаритных показателей;
- низкая стоимость при хороших массогабаритных показателях;
- простота реализации гальванической развязки [5, 6].

К недостаткам можно отнести:

- необходимость исключения условий способных вызвать резонанс в контуре $L1 - C1$, который может привести к значительному росту напряжения на емкости $C1$;
- необходимость использования конденсатора $C1$ с большим допустимым током и низким эквивалентным последовательным сопротивлением;
- протекание больших токов в силовом ключе $VT1$ и диоде $VD1$, которые равны сумме входного и выходного тока.

Схема преобразователя Кука (рис. 2 а) по своей сути представляет не что иное, как синтез однотактных импульсных преобразователей, повышающего и понижающего. Преобразователь может работать в режимах непрерывных токов и напряжения (РНТН), прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе (РПНК) или прерывистого тока дросселя (РПТД). В РНТН токи дросселей ($L1$, $L2$) и напряжение на конденсаторе $C1$ непрерывны во всем периоде коммутации. В РПНК напряжение на разделительном конденсаторе $C1$ падает до нуля на такте открытого состояния транзистора $VT1$, а токи дросселей непрерывны (рис. 3). В РНТД ток, протекающий через дроссель $L1$ или $L2$, носит прерывистый характер на такте закрытого состояния транзистора $VT1$ [7, 8].

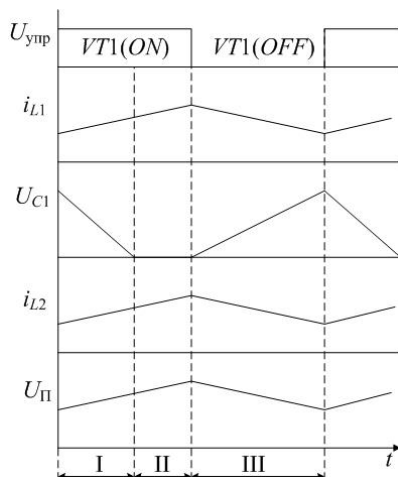


Рис. 3. Диаграммы токов и напряжений на реактивных элементах преобразователя Кука в РПНК

Длительность интервалов цикла работы преобразователя в режиме РПНК можно представить следующим образом: $t_1 = T_1 \cdot T_K$, $t_{II} = T_2 \cdot T_K$, $t_{III} = T_3 \cdot T_K$, где T_K – период коммутации транзистора VT_1 ; T_1 , T_2 , T_3 – относительная продолжительность соответствующих интервалов, $T_1 + T_2 + T_3 = 1$.

Исходя из условий баланса токов и напряжений на дросселе L_2 и конденсаторе C_1 , можно записать зависимости:

$$T_1 \cdot U_{C1\max} = 2 \cdot U_{\Pi}; \quad (1)$$

$$T_1 \cdot I_{L2} = T_3 \cdot I_{L1}. \quad (2)$$

Максимальное напряжение на конденсаторе C_1 выразится как

$$U_{C1\max} = \frac{I_{L1}}{C_1} \cdot T_3 \cdot T_K. \quad (3)$$

Подставив (3) и (2) в (1), используя условия энергетического баланса, коэффициент передачи по напряжению запишется:

$$K_U = \frac{U_{\Pi}}{U_B} = \frac{1}{1 - (T_1 + T_2)} \sqrt{\frac{2 \cdot C_1 \cdot R_H}{T_K}}. \quad (4)$$

Из (4) можно получить выражение для входного сопротивления преобразователя в РПНК:

$$R_{\text{ВХ,РПНК}} = \frac{(1-D)^2}{2 \cdot C1 \cdot f_K}, \quad (5)$$

где D – скважность управляющих импульсов.

Анализ (5) показывает, что в РПНК преобразователь Кука выступает эквивалентом активной нагрузки на выходе выпрямителя. Поэтому в данном режиме работы преобразователя среднее значение входного тока дросселя $L1$ за период коммутации определяется входным напряжением. Следовательно, этот ток естественным образом следует за синусоидальной формой сетевого напряжения. Данное обстоятельство позволяет применять преобразователь Кука в РПНК для коррекции коэффициента мощности, при этом система управления преобразователем включает в себя единственную обратную связь по выходному напряжению [9, 10]. Следовательно, для указанных режимов работы возможно применение простого ШИМ управления.

Используя условия баланса напряжений на дросселе $L1$, максимальное напряжение на конденсаторе $C1$ может быть выражено:

$$U_{C1\text{max}} = \frac{2 \cdot U_B}{1 - (T_1 + T_2)}. \quad (6)$$

Из (4) видно, что максимальное время открытого состояния ключа $VT1$ соответствует минимальным значениям входного напряжения и величины нагрузки. Используя (4) и (6) получим:

$$C1 \geq \frac{4 \cdot T_K}{R_{\text{Hmin}}} \left(\frac{U_{\text{II}}}{U_{C1\text{max}}} \right)^2 = 4 \cdot T_K \frac{P_H}{U_{C1\text{max}}^2}, \quad (7)$$

или:

$$U_{C1\text{max}} \geq 2 \sqrt{\frac{T_K \cdot P_H}{C1}}, \quad (8)$$

где P_H – мощность нагрузки.

Выражение (8) показывает, что работа преобразователя Кука в режиме прерывистого напряжения с ШИМ регулированием, даже при не-

большом диапазоне изменения нагрузки, сопровождается значительными пиковыми напряжениями на разделительном конденсаторе $C1$.

Для снижения уровня напряжения на конденсаторе предлагается при работе в данном режиме применить метод частотно импульсной модуляции (ЧИМ). При ЧИМ регулировании происходит естественное ограничение энергии, запасаемой дросселем $L1$, что в свою очередь ведет к ограничению напряжения на конденсаторе $C1$. На рис. 4 приведены графики зависимости максимального напряжения на разделительном конденсаторе при ШИМ и ЧИМ управлении.

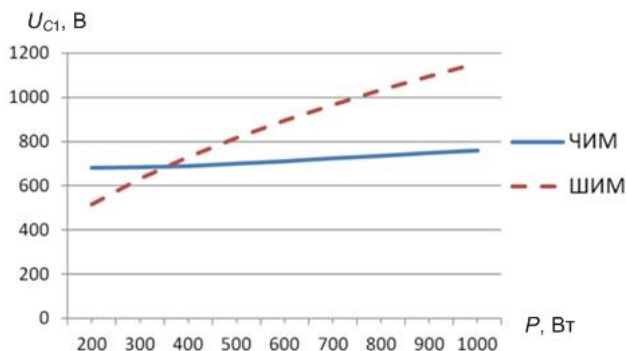


Рис. 4. Зависимость напряжения на разделительном конденсаторе от мощности нагрузки при ШИМ и ЧИМ

При расчете параметров дросселей и конденсатора необходимо исходить из условий поддержания непрерывного характера токов на входе и выходе преобразователя и прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе.

Граничное значение емкости конденсатора $C1$ определяется для минимальной нагрузки по выражению:

$$C1 = \frac{P_{\text{Hmin}}}{2 \cdot f_{\text{K}} \cdot (\sqrt{2 \cdot U_{\text{Bmax}} + U_{\text{II}}})^2} \quad (9)$$

Величина индуктивности дросселя $L1$ определяется из условий обеспечения режима РНТ во всем диапазоне регулирования, поэтому величина половинных пульсаций тока не должна превышать величину входного тока при минимальной нагрузке. Исходя из этого условия, величина индуктивности дросселя $L1$ определяется уравнением:

$$L1 = \frac{1}{\mu_{\text{ВХ}} \cdot f_{\text{К}}} \cdot \left(\frac{U_{\text{В}}^2}{P_{\text{Н}}} \right) \cdot \left(\frac{U_{\text{П}}}{U_{\text{В}} \cdot \sqrt{2} + U_{\text{П}}} \right), \quad (10)$$

где $\mu_{\text{ВХ}}$ – коэффициент пульсаций входного тока. Следует учитывать, что в качестве $U_{\text{В}}$ – действующего напряжения на выходе выпрямителя – следует брать минимальное значение заданного диапазона.

Значение индуктивности дросселя $L2$ рассчитывается из тех же условий и определяется выражением:

$$L1 = \frac{1}{\mu_{\text{ВЫХ}} \cdot f_{\text{К}}} \cdot \left(\frac{U_{\text{В}}^2}{P_{\text{Н}}} \right) \cdot \left(\frac{U_{\text{П}}}{U_{\text{В}} \cdot \sqrt{2} + U_{\text{П}}} \right), \quad (11)$$

где $\mu_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициент пульсаций выходного тока.

Величина фильтрующей емкости $C2$ рассчитывается исходя из допустимого уровня пульсаций выходного напряжения при максимальной мощности потребления по выражению:

$$C2 = \frac{P_{\text{Н}}}{2 \cdot \omega_{\text{С}} \cdot \mu_{\text{У}} \cdot U_{\text{П}}^2}, \quad (12)$$

где $\mu_{\text{У}}$ – коэффициент пульсаций выходного напряжения; $\omega_{\text{С}}$ – круговая частота питающей сети.

При переходе от бестрансформаторной схемы преобразователя Кука к схеме с гальванической развязкой (рис. 2 б), основываясь на принципах энергетического баланса, выражения для расчета выходного напряжения, значений емкостей разделительных конденсаторов $C1$ и $C2$, а также индуктивности дросселя $L2$ примут следующий вид:

$$U_{\text{П}} = \frac{U_{\text{В}} \cdot (N2/N1) \cdot D}{(1-D)}; \quad (13)$$

$$C1 = \frac{C1_{\text{ГР}} \cdot C2_{\text{ГР}} \cdot (N2/N1)^2}{C1_{\text{ГР}} + C2_{\text{ГР}} \cdot (N2/N1)^2}; \quad (14)$$

$$L2_{\text{ГР}} = \frac{L2}{(N2/N1)^2}, \quad (15)$$

где $M1$ и $N2$ – число витков соответственно первичной и вторичной обмоток трансформатора; индекс «гр» указывает на параметр элемента схемы с гальванической развязкой.

IV. Заключение

В статье предложен вариант реализации однофазного преобразователя частоты для электроприводов ручного инструмента на базе высокоскоростных асинхронных двигателей. Преобразователь Кука в звене постоянного тока позволяет обеспечить коэффициент мощности не менее 0,95 при единственном контуре регулирования по выходному напряжению и гальваническую развязку с питающей сетью. Запирание силового ключа преобразователя напряжения, работающего в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе, осуществляется при нулевом напряжении, что приводит к снижению коммутационных потерь. Использование метода частотно-импульсной модуляции при управлении преобразователем Кука в режиме прерывистого напряжения на разделительном конденсаторе позволяет ограничить напряжение на элементах в широком диапазоне нагрузок.

© Пономарев Ю.Г., 2018

© Присмотров Н.И., 2018

© Охапкин С.И., 2018

Библиографический список

- [1] Охапкин С.И., Присмотров Н.И., Пономарев Ю.Г., Корякин С.А. Специализированные преобразователи частоты для питания ручного инструмента с улучшенными энергетическими показателями // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП -2014. В 2-х томах. Саранск, 2014. Т.2. С. 241-246.
- [2] Пономарев Ю.Г., Разработка энергоэффективных объектно-ориентированных преобразователей частоты для питания ручного инструмента на базе асинхронного двигателя // Труды IX международной (XX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2016. Пермь, 2016. С. 466-469.
- [3] Присмотров Н.И. Групповые электроприводы машин средств малой механизации по системе ПЧ-АД // Электротехника. 2013. № 8. С. 24-29.
- [4] Григорьев О. Высшие гармоники в сетях электроснабжения 0,4 кВ // Новости электротехники. 2003. № 1. С. 18-19.
- [5] Cuk S. and Middlebrook R.D., A New Optimum Topology Switching DC To DC Converter // IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1977. P. 160-179.
- [6] Middlebrook R.D. and Cuk S., Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter // IEEE PESC, 1978. P. 256-264.

- [7] Tse C. K., Zero-order switching networks and their applications to power factor correction in switching converters // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44, no. 8, pp. 667-675, 1997.
- [8] Tse C. K., Chow M. H. L. A theoretical examination of the circuit requirements of power factor correction // Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol. 2, pp. 1415-1421, 1998.
- [9] Simonetti D.S.L., Sebastian J., dos Reis F.S., Uceda J. Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode // IECON Conf. Proc., 1992, pp. 283-288.
- [10] Spiazzi G., Mattavelli P. Design criteria for power factor preregulators based on SEPIC and Cuk converters in continuous conduction mode // Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE, vol. 2, pp. 1084-1089, 1994.

Yu.G. Ponomarev, N.I. Prismotrov, S.I. Ohapkin

CONVERTER FOR POWER SUPPLY OF ELECTRIC HAND POWER TOOLS WITH HIGH POWER FACTOR

Vyatka State University
Kirov, Russia

Abstract. At present, three-phase asynchronous motors are widely used in hand-held power tools for various industries. An important component in the electric drive of a hand tool is a frequency converter. Frequency converters can cause many problems during the operation of the instrument, for example, additional power losses, deterioration of voltage quality. The article is devoted to the development of semiconductor frequency converters for electric drives of hand tools with high efficiency of energy conversion and transmission. The main idea is to correct the power factor by applying a cuk converter with galvanic isolation in the DC link of the frequency converter. The possibility of power factor correction is shown with a single control circuit of the cuk converter operating in an intermittent voltage mode on a coupling capacitor. Pulse – frequency modulation is considered as a control method, which allows limiting the voltage on the power switch in a wide range of load variation. It is shown that the use of this method in the discontinuous voltage mode on the coupling capacitor allows one to limit the voltage on the elements in a wide range of loads.

Keywords: asynchronous motor, Cuk converter, frequency converter, galvanic isolation, hand tool, power factor corrector, pulse-frequency modulation.

References

- [1] S.I. Ohapkin, N.I. Prismotrov, Y.G. Ponomarev and S.A. Koryakin. Specialized frequency converters for power supply of manual electric tools with the improved

- power characteristics // in proc. ICEPDS 2014, Saransk, Russia, vol. 2. pp. 241-246, 2014.
- [2] Y.G. Ponomarev. Design of power effective specialized frequency converters for power supply of manual electric tools on the basis of the induction motor // in proc. ICEPDS 2016. Perm, Russia, pp. 466-469, 2016.
- [3] N.I. Prismotrov and Y.G. Ponomarev. Group electric drives of machines of small – scale mechanic means with the FC-IM system // Russian Electrical Engineering, vol. 84. no. 8. pp. 431-436, 2013.
- [4] O. Grigoriev. Ultraharmonics in the electrical network 0,4 kV // Electrical engineering news, no. 1, pp. 18-19, 2003.
- [5] S. Cuk and R.D. Middlebrook. A New Optimum Topology Switching DC To DC Converter// in proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 160-179, 1977.
- [6] R.D. Middlebrook and S. Cuk. Isolation and Multiple Output Extensions of a New Optimum Topology Switching DC-to-DC Converter // in proc. IEEE PESC, pp. 256-264, 1978.
- [7] C.K. Tse. Zero-order switching networks and their applications to power factor correction in switching converters // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, vol. 44., no. 8, pp. 667-675, 1997.
- [8] C.K. Tse and M.H.L. Chow. A theoretical examination of the circuit requirements of power factor correction // in proc. Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE, vol. 2, pp. 1415-1421, 1998.
- [9] D.S.L. Simonetti and J. Sebastian, F. S. dos Reis, J. Uceda. Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode // in proc. IECON Conf. Proc., pp. 283-288, 1992.
- [10] G. Spiazzi and P. Mattavelli. Design criteria for power factor preregulators based on SEPIC and Cuk converters in continuous conduction mode // in proc. Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1994 IEEE, vol. 2, pp. 1084-1089, 1994.

НАШИ АВТОРЫ

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ

Бугров Сергей Александрович – директор Нижегородского Центра научно-технической информации – филиала ФГБУ «Российское энергетическое агентство» Минэнерго России, канд. технических наук; **bugrovs@rambler.ru**

Вагин Геннадий Яковлевич – профессор Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, доктор технических наук; **es@nntu.ru**

Васильева Наталья Сергеевна – старший преподаватель Самарского государственного технического университета; **nata.vasileva.47@mail.ru**

Гольдштейн Валерий Геннадьевич – профессор Самарского государственного технического университета, доктор технических наук; **vgg41@yandex.ru**

Елькин Дмитрий Александрович – аспирант Самарского государственного технического университета; **elkin.dmitry.94@gmail.com**

Иванов Владимир Михайлович – доцент Ульяновского государственного технического университета, кандидат технических наук; **v.ivanov@ulstu.ru**

Котенев Александр Викторович – доцент Самарского государственного технического университета, кандидат технических наук, **akotenev@gmail.com**

Котенев Виктор Иванович – профессор Самарского государственного технического университета, доктор технических наук, **akotenev@gmail.com**

Кочетков Владимир Валерьевич – ассистент доцент Самарского государственного технического университета, кандидат технических наук; **volodya163@mail.ru**

Петрицкий Сергей Александрович – доцент Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, кандидат технических наук; **sa540@mail.ru**

Романов Владимир Сергеевич – аспирант Самарского государственного технического университета; **romanov_v.s@mail.ru**

Симаков Геннадий Михайлович – профессор Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, доктор технических наук; **simakov@corp.nstu.ru**

Солнцев Евгений Борисович – доцент Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, кандидат технических наук; **sol10001@mail.ru**

Соснина Елена Николаевна – профессор Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, доктор технических наук; sosnyna@yandex.ru.

Терентьев Павел Валерьевич – доцент Нижегородской государственной сельскохозяйственной академии, кандидат технических наук; terentyevpv@inbox.ru

Филатов Дмитрий Алексеевич – доцент Нижегородской государственной сельскохозяйственной академии, кандидат технических наук; filatov230188@mail.ru

Филушов Владислав Юрьевич – аспирант Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева; filiushov.vladislav@gmail.com

Филушов Юрий Петрович – ведущий инженер ФГУП ПО «Север», кандидат технических наук; filushov@mail.ru

Юртаев Сергей Николаевич – доцент Нижегородской государственной сельскохозяйственной академии, кандидат технических наук; sergurt@mail.ru

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Асабин Анатолий Александрович – доцент Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева, кандидат технических наук; asanatoliy@yandex.ru

Герман Леонид Абрамович – профессор Нижегородского филиала Московского государственного университета путей сообщения императора Николая II, доктор технических наук; lagerman@mail.ru

Кралин Алексей Александрович – заведующий кафедрой Нижегородского государственного технического университета им. Р.Е. Алексеева профессор, доктор технических наук; akralin@yandex.ru

Осокин Владимир Леонидович – заведующий кафедрой Нижегородского государственного инженерно-экономического института, кандидат технических наук; osokinvl@mail.ru

Охапкин Сергей Иванович – заведующий кафедрой Вятского государственного университета, кандидат технических наук, доцент; kaf_eriapu@vyatsu.ru

Пономарев Юрий Геннадьевич – ведущий инженер Вятского государственного университета; yunkt@mail.ru

Присмотров Николай Иванович – профессор Вятского государственного университета, доктор технических наук, доцент; kaf_eriapu@vyatsu.ru

Серебряков Александр Сергеевич – д-р техн. наук, профессор, профессор НФ МИИТ; a.sereb@mail.ru

**MINISTRY OF SCIENCE AND HIGHER EDUCATION
OF THE RUSSIAN FEDERATION**

**NIZHNY NOVGOROD STATE TECHNICAL UNIVERSITY
n.a. R.E. ALEKSEEV**

SMART ELECTRICAL ENGINEERING

№ 2

Nizhny Novgorod 2018

Smart electrical engineering / NSTU n.a. R.E. Alekseev. – Nizhny Novgorod, 2018. № 2. – 121 p.

The journal is issued 4 times in year

Editor-in-Chief A.B. Loskutov

EDITORIAL STAFF

A.B. Dar'enkov (associate Editor-in-Chief),
E.N. Sosnina (associate Editor-in-Chief), A.V. Shalukho (executive secretary),
V.I. Kazakova (executive editor), I.A. Lipuzhin (executive editor)

MEMBERS OF EDITORIAL BOARD:

Gennadiy Yakovlevich Vagin	Doctor of technical sciences, professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Nikolay Ivanovich Voropai	Associate member of RAS, doctor of technical sciences, professor, head of the chair INRTU (Irkutsk, Russia)
Leonid Abramovich German	Doctor of technical sciences, professor, professor Nizhny Novgorod branch of RUT
Igor Vasilevich Gulyaev	Doctor of technical sciences, professor, professor MRSU (Saransk, Russia)
Anatoly Viktorovich Kuznetsov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair USTU (Ulyanovsk, Russia)
Alexander Leonidovich Kulikov	Doctor of technical sciences, associate professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Viktor Nikolaevich Mescheryakov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair LSTU (Lipetsk, Russia)
Georgy Borisovich Onishchenko	Doctor of technical sciences, professor, scientific director LLC «STC Drive Technique» (Moscow, Russia)
Aleksandr Sergeevich Plekhov	Candidate of technical sciences, associate professor, associate professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Aleksandr Yur'evich Smirnov	Doctor of technical sciences, associate professor, leading design engineer JSC «Afrikantov OKBM» (Nizhny Novgorod, Russia)
Vladimir Georgievich Titov	Doctor of technical sciences, professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Oleg Stanislavovich Khvatov	Doctor of technical sciences, professor, head of the chair FFEI HE «VSUWT» (Nizhny Novgorod, Russia)
Yuriy Ivanovich Khokhlov	Doctor of technical sciences, professor, professor FSAEIH SUSU (NRU) (Chelyabinsk, Russia)
Alexandr Ivanovich Chivenkov	Doctor of technical sciences, associate professor, professor NNSTU (Nizhny Novgorod, Russia)
Roustiam Chakirov	Dr.-Ing., Prof. Dr., professor. H-BRS (Germany)

Electronic version of the journal:

<http://www.ie.nntu.ru>

ISBN 978-5-502-01122-8

© Nizhny Novgorod State Technical University
n.a. R.E. Alekseev, 2018

CONTENT

ELECTROTECHNICAL COMPLEXES AND SYSTEMS.....	4
V.I. Kotenev, A.V. Kotenev, V.V. Kochetkov, D.A. Elkin Automatic control system of load node mode parameters with feedback on synchronous motor variables.....	4
V.S. Romanov, V.G. Goldshtein, N.S. Vasilieva Methodology of estimation and forecasting of residual resource of submersible electric motors of oil production.....	15
Yu.P. Filyushov, G.M. Simakov, V.Yu. Filyushov Multicriteria optimization of AC electric drive.....	26
E.B. Solntsev, S.A. Petritskiy, S.N. Iurtaev Design and analytical model of 6 – 20 kV distribution electric network section with thyristor voltage regulator	39
V.M. Ivanov Research of step drive operating modes.....	53
G.Ya. Vagin, E.N. Sosnina, P.V. Terentiev, D.A. Filatov Experimental studies of energy characteristics of artificial light sources for greenhouse combines and fruit farm.....	64
S.A. Bugrov Energy efficiency labeling of electrical equipment.....	76
POWER ENGINEERING.....	84
A.S. Serebryakov, L.A. German, V.L. Osokin Study of transition processes in switchable filter compensation installation.....	84
A.A. Asabin, A.A. Kralin Energy indicators of thyristor AC voltage regulator with booster transformer under alternate two-zone control.....	93
Yu.G. Ponomarev, N.I. Prismotrov, S.I. Ohapkin Converter for power supply of electric hand power tools with high power factor	105
Authors	116

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

№ 2

Редакторы: **В.И. Казакова, И.А. Липужин**
Технический редактор: **И.Н. Терентьева**

Редакция:
603950, Нижний Новгород, ул. Минина, д. 24.
rsl@mtu.ru

Свободная цена

Подписано в печать 29.06.2018. Формат 60x84 ¹/₁₆. Бумага офсетная.
Печать трафаретная. Усл. печ. л. 8,25. Тираж 300 экз. Заказ .

Нижегородский государственный технический университет
им. Р.Е. Алексеева.
Типография НГТУ.

Адрес университета и полиграфического предприятия:
603950, Нижний Новгород, ул. Минина, 24.