

ISSN 0013-5860





МЕДАЛЬ
“ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ –
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся с января 1930 года

УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)

АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)

АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

МАКАРЕВИЧ Л.В. (председатель совета), МЕЩЕРЯКОВ В.М., ОРЛОВ Ю.А., КОВАЛЕВ Ф.И.,
ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И. (заместитель председателя совета), ГЛОВАЦКИЙ А.В., ЧИБИРКИН В.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор РОЗАНОВ Ю.К., доктор техн. наук, проф.,

БЕЛКИН Г.С., доктор техн. наук, БЕСПАЛОВ В.Я., доктор техн. наук, проф., БРЯНЦЕВ А.М.,

доктор техн. наук, ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., канд. техн. наук, ДОЛКАРТ В.М., доктор техн. наук, ИНЬКОВ Ю.М.,
доктор техн. наук, проф., КОЗЯРУК А.Е., доктор техн. наук, проф., КОПЫЛОВ И.П., доктор техн. наук, проф.,
ЛАЗАРЕВ Г.Б., канд. техн. наук, ЛУРЬЕ А.И., канд. техн. наук, МОСКАЛЕНКО В.В., канд. техн. наук, проф.,

НИКУЛИН А.А., канд. техн. наук, ПАНИБРАТЕЦ А.Н., канд. техн. наук, СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В., доктор
техн. наук, проф. (зам. главного редактора), ТУБИС Я.Б., канд. техн. наук

Полная версия журнала в формате PDF размещена на
сайте Российской универсальной научной электронной
библиотеки (РУНЭБ): www.elibrary.ru.

Журнал переводится на английский язык в полном
объёме и выходит в США в издательстве "ALLERTON
PRESS, INC" (18 West 27th Street New York N.Y. 10001).

Подписаться на журнал можно в почтовых
отделениях связи по объединённому каталогу
Департамента почтовой связи. Подписной индекс
— 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого
месяца и приобрести отдельные номера.

При перепечатке ссылка на журнал
«Электротехника» обязательна.

Мнение редакции не всегда совпадает с точкой
зрения авторов статей.

За содержание рекламных материалов редакция
ответственности не несёт.

Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтamt, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (495) 361-95-96
E-mail elektrotehnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина

Научный редактор Л.А. Романова

Редактор З.П. Фёдорова

Компьютерная вёрстка Н.Н. Мерзляков

Сдано в набор 11.08.2011 Выход в свет 20.10.2011 Формат 60x88 1/8.

Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 211

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный 01330.

Отпечатано в ПЦ МЭИ

111250, Москва, Красноказарменная ул., 13

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

- Артыкаева Э.М., Генин В.С., Нестерин В.А. Перспективы повышения энергоэффективности нефтедобывающих штанговых насосных установок 2

- Гуляев П. В. Особенности применения схем замещения при проектировании инерциоидных пьезоэлектрических приводов. 8

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

- Копелович Е.А., Ваняев В.В., Хватов С.В. Особенности электромагнитных процессов в высоковольтных источниках питания с последовательным резонансным инвертором 13

- Петросянц В.В. Проектирование ключевых преобразователей методами диакоптики 20

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ, РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ЗАЩИТЫ

- Загривный Э.А., Устинов Д.А., Маларев В.И., Зырин В.О. Влияние работы забойных электротермических комплексов на качество электрической энергии. 27

- Минуллин Р.Г., Мустафин Р.Г., Писковатский Ю.В., Ведерников С.Г., Лаврентьев И.С. Способ обнаружения гололёдно-изморозевых отложений на проводах линий электропередачи локационным зондированием 31

- Волков А.В., Волков В.А. Снижение сетевых потерь мощности в трёхпроводной сети переменного напряжения посредством симметрирования сетевых фазных токов активным фильтром 34

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ

- Варламов Д.О., Ерёменко В.Г. Моделирование резистивного устройства балансировки напряжений аккумуляторной батареи 44

ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ

- Мартышин Ю.В., Молодов С.Н. Комбинированный энергосберегающий источник питания для систем автономного электроснабжения 51

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

- Коршунов А.И. Обеспечение статической устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами при выборе оптимального фазного напряжения 56

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

- Новиков Г.К., Федчишин В.В. Токовая модель и выполнение закона Ома при поляризации центров захвата в полимерных кабельных электретах 62

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

- Виталий Фёдорович Шепелин 3с. обл.

CONTENTS

ELECTRIC DRIVE

- E.M. Artykaeva, V.S. Genin, V.A. Nesterin. Prospects of power effectiveness increase of oil-producing hose pump installations 2

- P.V. Gulyaev. Peculiarities of application an equivalent circuits at designing an inertial piezoelectric drives 8

POWER ELECTRONICS

- E.A. Kopelovich, V.V. Vanyaev, S.V. Khvatov. Switching processes in high voltage power supplies on the basis of the series resonant inverter 13

- V.V. Petrosyants. Designing key converters of de-akoptics methods 20

DEVICES FOR CONTROL, DISTRIBUTION OF ELECTRIC ENERGY AND PROTECTION

- E.A. Zagrivnyy, D.A. Ustinov, V.I. Malarev, V.O. Zyrin. Downhole electrothermal complex impact on quality of electrical energy 27

- R.G. Minullin, R.G. Mustafin, Yu.V. Piskovatskiy, S.G. Vedernikov, I.S. Lavrent'ev. The way of detection glaze-ice and rime deposition on wires of power lines by a location probing 31

- A.V. Volkov, V.A. Volkov. Reduction of power grid losses in the three-wire electric grid of alternating voltage by means of balancing of grid phase current by active filter 34

ELECTRICAL APPARATUSES

- D.O. Varlamov, V.G. Eryomenko. Modeling of resistive battery balancer 44

THE SAVINGS OF ENERGY

- Yu.V. Martyashin, S.N. Molodov. The multifunction energy saving power source for autonomous supply systems 51

ELECTRICAL MACHINES

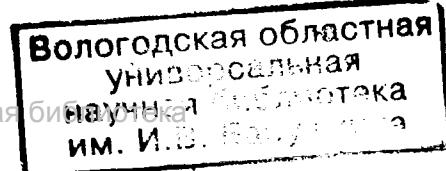
- A.I. Korshunov. Doing permanent magnet synchronous motor statically firm stationary modes in the case of optimum phase voltage magnitude 56

RESEARCHES AND CALCULATIONS

- G.K. Novikov, V.V. Fedchishin. The currents model and law ohm for polarization traps in polymers cables electrets 62

OUR JUBILEERS

- Vitaliy Fyodorovich Shepelin 3 р. cover



Перспективы повышения энергоэффективности нефтедобывающих штанговых насосных установок

АРТЫКАЕВА Э.М., ГЕНИН В.С., НЕСТЕРИН В.А.

Рассмотрены возможности повышения энергоэффективности нефтедобывающих штанговых насосных установок с новыми альтернативными электроприводами на основе вентильных электродвигателей взамен существующих на базе серийных асинхронных двигателей. Предложен, как вариант, привод штанговой насосной установки с линейным цилиндрическим вентильным двигателем.

Ключевые слова: нефтедобыча, насосная установка, электропривод, асинхронный двигатель, бесконтактный вентильный электродвигатель.

При эксплуатации нефтяных месторождений широко применяется добыча нефти с помощью скважинных штанговых насосных установок (СШНУ). В России такими установками оснащено около 60% всех действующих скважин. Простота обслуживания и надёжность СШНУ, а также возможность их применения в осложнённых горно-геологических условиях вывели этот способ добычи на ведущее место в нефтедобывающей отрасли и сделали его самым распространённым способом добычи нефти как в нашей стране, так и за рубежом. В основу этого способа положено использование насоса возвратно-поступательного действия, опускаемого в скважину и приводимого в движение приводом, расположенным на поверхности. С учётом современных требований энергоресурсосбережения всё более актуальной становится задача улучшения энергетических характеристик нефтедобывающего оборудования и поиск дальнейших путей повышения его эффективности.

В настоящее время в СШНУ широко применяют привод на основе нерегулируемого асинхронного двигателя (АД) с короткозамкнутым ротором. Основным достоинством АД является простота его конструкции, надёжность и невысокая стоимость. Однако такой электропривод (ЭП) обладает рядом существенных недостатков:

Potentials of power effectiveness increase of oil-producing hose pump installations with new alternative electric drives based on valve DC brushless motors instead of currently used commercial induction motors are discussed. The version of drive for hose pump installation with linear cylindrical valve motor is offered.

Key words: oil-producing, pumps, electric drives, induction motors, dc brushless motors.

— сложная кинематическая схема, обусловленная необходимостью преобразования высокоскоростного вращательного движения в возвратно-поступательное движение с низкой скоростью;

— невысокие энергетические показатели ЭП в совокупности с механизмом (КПД, $\cos\varphi$);

— отсутствие регулирования частоты вращения, что не позволяет выбрать оптимальный режим работы;

— необходимость периодического обслуживания механизмов ЭП (редуктор, ремень);

— большие габариты и масса.

В последнее время в связи с достижением в области высокоэнергетических постоянных магнитов, а также полупроводниковой силовой и микропроцессорной техники появились новые более эффективные бесконтактные вентильные двигатели (ВД) с возбуждением от редкоземельных постоянных магнитов [1]. Основными преимуществами ЭП на базе вентильных электродвигателей по сравнению с АД являются:

— весьма высокая кратковременная перегрузочная способность по моменту, достигающая 5–10-кратного значения от номинального;

— более высокие энергетические показатели ($\cos\varphi = 1$, $\eta = 0,85 \div 0,98$);

— существенно меньшие масса и габариты.

Для оценки конкретных преимуществ применения ВД по сравнению с АД обратимся к динамограммам СШНУ. Динамограмма СШНУ представляет собой зависимость нагрузки на полированный шток от его положения. На рис. 1,а представлен пример такой динамограммы, полученной на действующем оборудовании. Характер динамограммы определяется такими факторами, как длина хода полированного штока, действующие на него усилия, глубина спуска насоса, диаметр насоса, число качаний в единицу времени [2]. Динамограмма позволяет определить гидростатические нагрузки на плунжер, а также диагностировать состояние и характер нарушений в погружном оборудовании. Дополнительные сведения о работе СШНУ могут быть получены из ваттметрограммы, пример которой, совмещённой с соответствующей ей динамограммой, развернутой во времени, представлен на рис. 1,б. Преимущества ваттметрограмм для анализа энергетических показателей оборудования приведены в [3].

Из динамограммы (рис. 1,б) [3] видно, что в течение одного цикла работы СШНУ нагрузка на штоке меняется ориентировочно от 35 до 55 кН, т.е. примерно в 1,6 раза. Из соответствующей ей ваттметрограммы следует, что потребляемая АД мощность при этом изменяется от 1,6 до 11,25 кВт, т.е. в 7 раз. При максимальной потребляемой мощности 11,25 кВт

в приводе СШНУ для обеспечения запаса по максимальному моменту использовался АД номинальной мощностью 18 кВт. Многие авторы [4,5,6] считают, что для обеспечения необходимой перегрузочной способности АД следует выбирать номинальную мощность, повышенную ориентировочно в 1,5–2 раза.

Особенность применения ВД в приводах СШНУ состоит, прежде всего, в том, что его номинальная мощность может быть в 2–3 раза меньше, чем у АД при обеспечении одной и той же перегрузочной способности по моменту. Для наглядности в табл. 1 сопоставлены некоторые характеристики серийно выпускаемых асинхронных и вентильных двигателей.

Из табл. 1, например, следует, что ВД 5ДВМ165М имеет номинальную мощность в 2 раза и номинальный момент в 1,65 раза меньше, чем АД 4А100Л4. В то же время максимальный момент в режиме пятикратной перегрузки у ВД 5ДВМ165М составляет 85 Н·м, это выше, чем у АД 4А100Л4. Энергетический КПД у 5ДВМ165М на 22% выше, чем у 4А100Л4. При этом масса и габариты двигателя 5ДВМ165М в 2 раза меньше, чем у 4А100Л4. Однако стоимость двигателя 5ДВМ165М, выпускавшегося мелкими сериями, существенно выше, чем АД 4А100Л4 в условиях крупносерийного производства. Для более корректного сравнения необходимо принять во внимание более высокую стоимость элек-

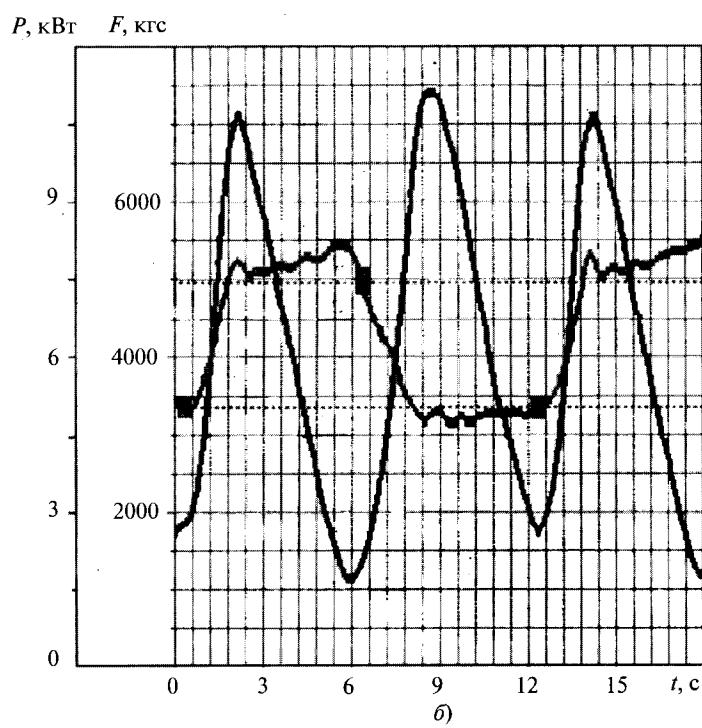
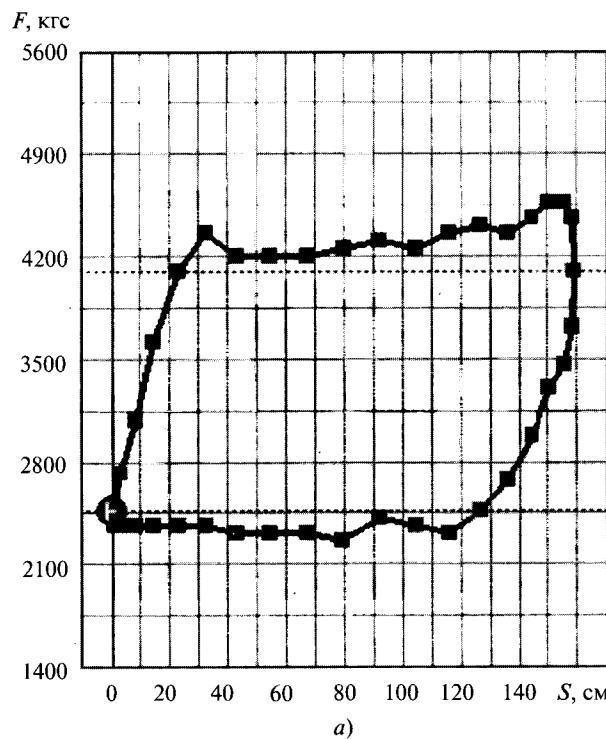


Рис. 1. Контроль работы СШНУ: а – динамограмма; б – ваттметрограмма, совмещённая с развернутой динамограммой

Таблица 1

Технические характеристики серийных электродвигателей

Тип двигателя	$P_{2\text{ном}}$, кВт	$n_{\text{ном}}$, об/мин	$M_{\text{ном}}$, Н·м	$\cos\varphi$	η , %	m , кг
АД-4А100Л4	4,0	1430	28	0,84	84	56
ВД-5ДВМ165М	2,5	1500	17	1,00	92	25
АД-4А160М4	18,5	1465	120	0,87	87,5	160
ВД-5ДВМ215С	7,0	2000	35	1,00	90	60
АД-4Ф180М4	30,0	1460	196	0,87	90	195
ВД-5ДВМ215Л	14,0	2000	70	1,00	91	70

тронного блока управления АД (АД в отличии от ВД должен быть регулируемым), а также учитывать эксплуатационные расходы и затраты на электроэнергию. Расчётные оценки показывают, что использование ВД взамен АД (табл. 1) даст экономию в потреблении электроэнергии за год до 30 тыс. кВт·ч.

Другим возможным направлением поиска новых путей энергоресурсосбережения при эксплуатации СШНУ является замена в ЭП двигателя с вращающимся ротором линейным двигателем. В этом случае сложная и громоздкая конструкция с большим числом передаточных звеньев и подшипников, требующих ухода (смазки), может быть заменена безредукторным ЭП, установленным вместо шарнирного механизма или непосредственно на устье скважины. Так, в [4,5] сообщается о возможности применения для этих целей линейных цилиндрических асинхронных двигателях (ЛЦАД).

Для сравнения на рис. 2 показаны кинематические схемы СШНУ с ЭП на базе двигателей двух типов: упрощённая кинематическая схема станка-качалки нефти (СКН) с двигателем вращательного движения; и кинематические схемы СШНУ с ЭП на базе линейного цилиндрического двигателя [5].

Схема на рис. 2,б предполагает передачу усилия от двигателя 1 на шток 5 через рычаг балансира 4. При этом в зависимости от соотношения плеч балансира возможно регулировать усилие и ход подвижной части линейного двигателя. Схема на рис. 2,в предполагает установку двигателя 1 непосредственно на устье скважины 2. В этом случае усилие на подвижной части двигателя равно усилию на штоке. Наличие балансира в обеих схемах способствует уравновешиванию массы штанг и уменьшению нагрузки на двигатель в течение цикла работы.

К преимуществам рассмотренных кинематических схем СШНУ с линейным двигателем, можно отнести:

- возможность обеспечения высокой степени уравновешивания;
- снижение расхода электроэнергии вследствие более высокого КПД за счёт исключения редуктора и ремённой передачи, а также кривошипно-шатунного механизма;
- возможность контроля работы погружного насоса непосредственно по ваттметрограмме, так как мощность, потребляемая двигателем, определяется скоростью перемещения и усилием на штоке.

Альтернативой ЛЦАД может служить линейный цилиндрический вентильный двигатель (ЛЦВД), который при тех же кинематических схемах имеет дополнительные преимущества перед ЛЦАД аналогично приведённым для двигателей с вращающимся ротором.

Массогабаритные и энергетические показатели ВД в значительной степени зависят от свойств используемых постоянных магнитов (ПМ). Материал ПМ выбирается из условий получения наибольшей индукции в рабочем воздушном зазоре и обеспечения его коррозионной стойкости в агрессивной среде (вода, нефть, песок). Таким требованиям удовлетворяют оксидные феррит-стронциевые магнитотвёрдые материалы и, в известной степени, магнитопласти на основе редкоземельных соединений (неодим-железо-бор). Устойчивость этих материалов к коррозии достигается, например, за счёт использования специальной технологии наполнения магнитопласта химически стойким полимером.

Для количественной оценки этого влияния выполнены предварительные расчёты основных (главных) размеров ЛЦВД с возбуждением от ферритовых ПМ и редкоземельных магнитопластов на основе неодим-железо-бор.

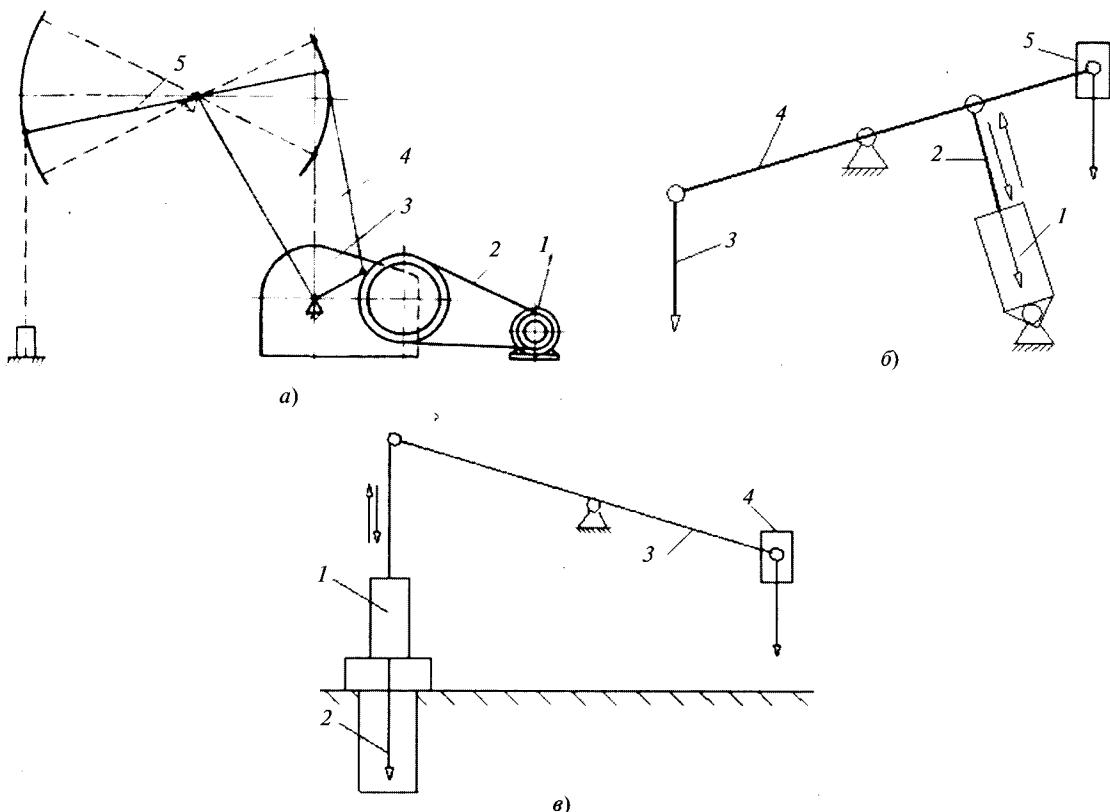


Рис. 2. Кинематические схемы СНУ: а – на основе двигателя с вращающимся ротором (1 – АД, 2 – клиновременная передача, 3 – редуктор, 4 – шарнирный механизм, 5 – балансир); б – с ЭП на базе линейного двигателя (1 – ЛЦАД, 2 – ползун, 3 – шток, 4 – балансир, 5 – противовес); в – с ЭП на базе линейного двигателя (1 – ЛЦАД, 2 – шток; 3 – балансир; 4 – противовес)

Главными или основными размерами любой электрической машины являются размеры электромагнитной части: диаметр ротора и длина пакетов статора и ротора [7]. Расчёт выполнен, исходя из классического определения удельной тангенциальной силы F_K , снимаемой с единицы поверхности ротора (подвижной части) электрической машины. Для повышения F_K применяют специальные конструкции ротора с концентрацией магнитного, а также используют высокоэнергетические редкоземельные (РЗМ) ПМ. С помощью критерия F_K при наличии опыта разработки ВД с возбуждением от РЗМ ПМ можно с приемлемой точностью оценить главные размеры проектируемых машин и их зависимость от удельных нагрузок с последующим уточнением в процессе электромагнитного расчёта.

Расчётная формула для определения главных размеров ЛЦВД имеет вид:

$$f_{уд} = AB_{\delta}ak_{\phi}k_w, \quad (1)$$

где $f_{уд} = T / (\pi DL)$ – продольное усилие на штоке, отнесённое к единице поверхности ротора; A – линейная нагрузка электрической машины; B_{δ} – индукция в рабочем воздушном зазоре; α –

коэффициент полюсного перекрытия; k_{ϕ} – коэффициент формы поля; k_w – обмоточный коэффициент.

Из динамограммы и ваттметрограммы, предполагая закон возвратно-поступательного движения полированного штока синусоидальным, получаем оценку наибольшего продольного усилия на штоке 26000 Н.

Формула (1) позволяет рассчитать главные размеры ЛЦВД с различными ПМ. Например, для ПМ из магнитопласта из (1) с $D = 70$ мм, $B_{\delta} = 1$ Тл, $A = 34000$ А/м, получим:

$$L_{\max} = \frac{T_{\max}}{\pi D k_{\phi} k_w \alpha B_{\delta} A} = \frac{26000}{\pi \cdot 0,070 \cdot 1,11 \cdot 0,7 \cdot 1 \cdot 34000} = 4,475 \text{ м}, \quad (2)$$

где L_{\max} – длина электромагнитной части; $k_{\phi}k_w = 1,11$; T_{\max} – наибольшее продольное усилие на штоке; D – диаметр ротора.

Выбранный диаметр ротора позволяет выполнить ЛЦВД с наружным диаметром, при котором появляется возможность разместить двигатель даже в нефтекомпрессорной трубе.

В случае выбора кинематических схем по типу показанных на рис 2,б,в диаметр ротора

Таблица 2

Результаты ориентировочных расчётов главных размеров ЛЦВД

Материал ПМ и его свойства	Диаметр ротора D , мм	Индукция в рабочем зазоре, Тл	Линейная нагрузка, А/м	Длина электромагнитной части, м
Магнитопласт: $B_r = 0,6$ Тл, $H_{cB} = 600$ кА/м	70	1,00	34000	4,475
	350	1,00	40000	0,761
Неодим-железо-бор спечённый: $B_r = 1,05$ Тл, $H_{cB} = 800$ кА/м	70	1,25	34000	3,580
	350	1,25	40000	0,609
Феррит стронция: $B_r = 0,4$ Тл, $H_{cB} = 290$ кА/м	70	0,75	34000	5,967
	350	0,75	40000	1,014

Примечание: B_r – остаточная индукция; H_{cB} – коэрцитивная сила по индукции.

может быть увеличен и принят равным, например, 350 мм – подобно данным, приведённым в [5]. Тогда длина электромагнитной части ЛЦВД из того же магнитопласта составит 2,617 м. Здесь с учётом увеличенного диаметра принято повышенное значение линейной нагрузки [7].

Аналогично были выполнены расчёты главных размеров ЛЦВД с другими типами ПМ: неодим-железо-бор спечённый, феррит стронция. Результаты ориентировочных расчётов представлены в табл. 2.

По результатам расчётов (табл. 2) получаем, что применение ПМ с большей удельной энергией позволяет уменьшить габариты ЛЦВД.

Конструктивно ЛЦВД может быть выполнен в 2 вариантах: с внутренней или с внешней подвижной частью. На рис. 3, в качестве примера схематично представлены результаты предварительной проработки конструкции погружного ЛЦВД с внешней подвижной частью. Предлагаемый ЛЦВД имеет неподвижную часть, состоящую из колец магнитопроводов 1 и катушечных групп 2, и подвижную внешнюю электромагнитную систему, расположенную в трубе большого диаметра 4 и состоящую из колец постоянных магнитов 3, чередующихся с колец магнитопроводами 1.

Проведённые авторами расчёты ЛЦВД показали, что тихоходный двигатель прямого действия имеет КПД в диапазоне 0,55–0,65. Эти данные можно сравнить с результатирующим КПД системы ЭП на базе АД с вращающимся ротором, редуктором и ременной передачей.

Суммарный КПД системы ЭП СКН на базе серийного АД

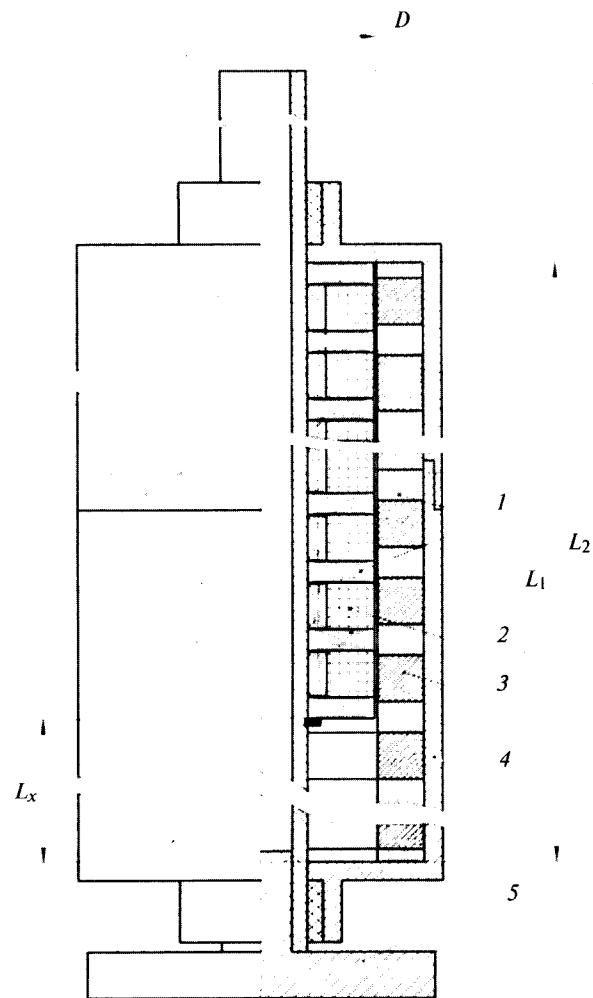


Рис. 3. Конструкция ЛЦВД: 1 – магнитопроводы ротора и статора; 2 – обмотка статора; 3 – постоянный магнит; 4 – ротор; 5 – фланец статора

$$\eta_{\Sigma} = \eta_{AD} \cdot \eta_{ред} \cdot \eta_{рем} \cdot \eta_{кр.м} = \\ = 0,85 \cdot 0,92 \cdot 0,8 \cdot 0,9 = 0,56,$$

где η_{AD} – КПД асинхронного двигателя; $\eta_{ред}$ – КПД редуктора; $\eta_{рем}$ – КПД клиноременной передачи; $\eta_{кр.м}$ – КПД кривошипного механизма.

Таким образом, КПД ЛЦВД прямого действия несколько превышает суммарный КПД привода СКН. Аналогично этому можно сравнить цену ЛЦВД и привода механизма СКН.

Хотя капитальные затраты на привод с ЛЦВД получаются выше, но с учётом меньших затрат на обслуживание привода СКН и пониженного расхода электроэнергии в процессе эксплуатации ЛЦВД может рассматриваться как перспективная альтернатива существующим приводам.

Выводы

1. Проведён сравнительный анализ СШНУ с приводами на базе АД и ВД вращательного движения. Показано, что применение ВД позволит уменьшить номинальную мощность и габариты электродвигателя, а также потери электроэнергии ориентировочно в 2 раза.

2. Предложен вариант ЭП станка-качалки нефти на базе линейного цилиндрического вентильного двигателя прямого действия, позволяющий повысить энергоэффективность нефтедобывающей штанговой насосной установки. Представлено конструктивное решение погружного ЛЦВД с внешней подвижной частью, позволяющей упростить выполнение межкатушечных соединений обмотки.

3. Применение управляемого линейного вентильного двигателя позволит оптимизировать режим работы СШНУ на основе контроля динамограммы, которая может быть получена непосредственно из ваттметрограммы и закона движения, исключая необходимость применения дополнительных датчиков.

Список литературы

1. Нестерин В.А., Жуков В.П. Высокомоментные электродвигатели серии 5ДВМ // Электротехника. 2000. №6. С. 17–19.
2. Белов И.Г. Исследование работы глубинных насосов динамографом. М.: Гос. науч.-техн. изд-во нефтяной и горно-топливной лит-ры, 1960.
3. Чаронов В.Я., Альтшуллер М.И., Генин В.С. и др. Средства автоматизации технологических установок нефтегазодобывающих предприятий. Чебоксары: Офисная полиграфия, 2002.
4. Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. М.: Энергоатомиздат, 1991.
5. Свечарник Д.В. Электрические машины непосредственного привода. Безредукторный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1988.
6. Артыкаева Э.М. Определение параметров работы СКН в режиме энергосбережения. // Вестник ЧГУ. 2010. № 3. С. 181 – 187.
7. Сергеев П.С., Виноградов Н.В., Горянинов Ф.А. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1969.

Артыкаева Эльмира Мидхатовна – аспирант Чебаксарского ГУ им. И.Н. Ульянова. Окончила факультет энергетики и автоматики Альметьевского государственного нефтяного института в 2007 г.

Генин Валерий Семенович – заместитель генерального конструктора НТИ «Механотроника», доктор техн. наук. Окончил электротехнический факультет ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 1976 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Методы и технические средства управления, контроля и испытаний электротехнического и технологического оборудования нефтегазодобывающих предприятий» в 2008 г.

Нестерин Валерий Алексеевич – профессор кафедры электромеханики и технологии электротехнических производств ЧГУ им. И.Н. Ульянова, доктор техн. наук. Окончил электротехнический факультет МЭИ в 1964 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Импульсное технологическое оборудование для намагничивания и контроля высокоэнергетических постоянных магнитов в целях освоения производства электродвигателей нового поколения» в 1995 г.

Особенности применения схем замещения при проектировании инерциоидных пьезоэлектрических приводов

ГУЛЯЕВ П. В.

Рассмотрены возможности применения схем замещения пьезоэлементов для моделирования работы инерциоидных приводов микро- и нанопреремещений. Приведены примеры использования схем замещения для обоснования конструктивных решений в инерциоидных приводах поступательного и вращательного типов.

Ключевые слова: инерциоидный пьезопривод, пьезоэлемент, схема замещения, моделирование, кинематическая пара трения.

Инерциоидные пьезоэлектрические приводы нанопреремещений получили широкое распространение благодаря относительной простоте и многообразию возможных конструкций. Однако до сих пор точный расчёт параметров этих приводов представляет собой весьма сложную и трудоёмкую задачу. Поэтому поиск путей снижения издержек на проектирование и оптимизацию параметров конструкции инерциоидных приводов становится актуальной задачей.

Основу инерциоидных пьезоэлектрических приводов составляет пьезоэлемент, нагруженный инерционным элементом и кинематической парой трения [1]. Управление инерциоидными приводами осуществляется с помощью несимметричных пилообразных сигналов. Во время полого фронта управляющего сигнала и медленной деформации пьезоэлемента элементы кинематической пары привода находятся в состоянии относительного покоя. При формировании крутого среза управляющего сигнала элементы приходят в состояние относительного движения, сопровождающегося их проскальзыванием друг относительно друга. Вследствие высокой добротности пьезокерамики переходные процессы при формировании среза могут иметь колебательный характер, что приводит к изменениям относительного состояния элементов кинематической пары. Моделирование работы инерциоидных пьезоэлектрических приводов связано в первую очередь с определением моментов времени, в которые происходят данные изменения. Сложность аналитического подхода к выполнению подобных расчётов заключается в том,

The application of a piezoelectric element equivalent circuits for simulation an inertial drives for micro- and nanodisplacement are observed in the paper. The examples of an equivalent circuit proving a design of a linear or rotary inertial drive are described.

Key words: inertial piezodrive, piezoelement, equivalent circuit, simulation, friction kinematic couple.

что на различных этапах переходного процесса изменяются характер нагрузки пьезоэлемента и система уравнений, описывающих его работу. Менее трудоёмким является подход, при котором пьезоэлемент и его нагрузка представляются в виде схем замещения [2,3], а анализ схем осуществляется с помощью программ схемотехнического моделирования.

При разработке схемы замещения инерциоидного привода используется следующая система электромеханических аналогий: скорость (угловая скорость) – напряжение; сила (момент) – ток; масса (момент инерции тела) – ёмкость; податливость (угловая податливость) – индуктивность, механическое сопротивление – проводимость. В обобщённом варианте параметры схем замещения являются частотно-зависимыми. При исследовании переходных процессов в инерциоидных пьезоэлектрических приводах наибольший интерес вызывает диапазон частот вблизи первого механического резонанса пьезоэлемента. Поэтому частотно-зависимые параметры схемы замещения могут быть рассчитаны именно для этого диапазона частот. Схемы замещения и модели на их основе используются, как правило, для оценки проектных решений на качественном уровне. Для точной количественной оценки могут быть использованы цепные схемы замещения или конечно-элементный подход, учитывающие непрерывное распределение упругих, электродинамических и инерционных свойств пьезокерамики. Другой особенностью применения схем замещения при моделировании инерциоидных приводов является изменение их структуры на различных этапах пере-

ходного процесса. Для этого могут использоваться управляемые ключи, источники тока и цифровые элементы [4]. Схемы замещения наиболее распространённых пьезоэлементов представлены в [2]. Для расчётов параметров этих схем следует определить продольную n_s или изгибную n_b податливости, массу и механическую проводимость пьезоэлемента. Приблизённо величины n_b и n_s можно вычислить, используя следующие выражения [5]:

$$n_{b,s} = \frac{1}{f_{b,s}^2 m}; f_s = \frac{c}{4l}; f_b = \frac{0,56kc}{l^2},$$

где f_s – резонансная частота продольных колебаний; f_b – резонансная частота изгибных колебаний; l – длина; c – скорость звука в пьезокерамике; k – радиус инерции; m – масса; b, s – индексы, относящиеся соответственно к изгибным и продольным колебаниям.

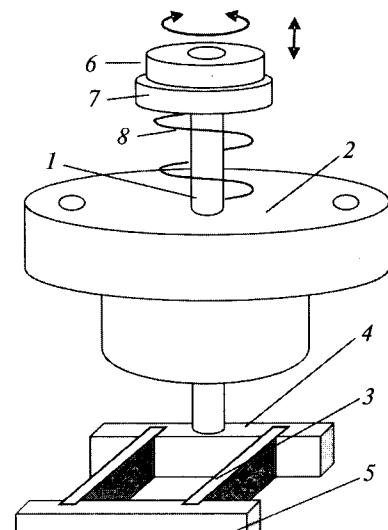
Механическое сопротивление s пьезоэлемента может быть определено следующим образом [6]:

$$s = 1 / (2\xi\sqrt{m/n}); \xi = Q / \pi, \quad (1)$$

где Q – добротность пьезокерамики (табличное значение).

Рассмотрим разработку и применение схем замещения и схемотехнических моделей на примере инерцидных приводов вращательного и поступательного типа.

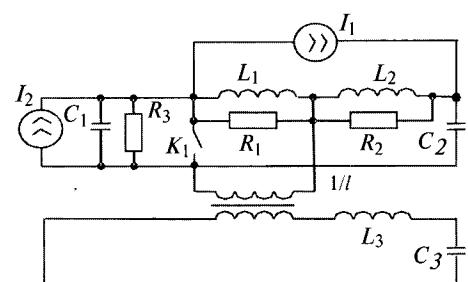
В инерцидном приводе вращательного типа (рис. 1) используются работающие на изгиб пьезоэлементы, соединённые одним концом с инерционным элементом (грузом), а другим – с подвижным элементом кинематической пары вращения. В качестве кинематической пары вращения используется безлюфтовое соединение винт-гайка (TFS-018-0025, Haydon Switch&Instruments), в котором винт 1 является подвижным элементом, а гайка 2 неподвижным. В качестве изгибного пьезоэлемента используются пьезопластины 3, соединённые с одного конца крепёжной пластиной 4, а с другого – инерционным элементом 5. Крепёжная пластина закреплена на винте кинематической пары. При подаче напряжения на электроды пластин одна из них сжимается, а другая – растягивается. Поскольку концы пластин соединены, то это приводит к их изгибу и угловому смещению инерционного элемента. При медленной деформации пьезопластины (фронт управляющего сигнала) винт и гайка находятся в состоянии относительного



a)



б)



в)

Рис. 1. Инерцидный пьезоэлектрический привод вращательного типа: а – конструкция (1 – винт; 2 – гайка; 3 – пьезопластины; 4 – крепёжная пластина; 5 – инерционный элемент; 6, 7 – шайбы; 8 – пружина); б – внешний вид; в – схема замещения

покоя, а при быстрой (срез управляющего сигнала) происходит угловое смещение винта относительно гайки. Значение и характер этого смещения, определяющие точность и скорость привода, во многом зависят от соотношения сухого и вязкого трения в кинематической

паре винт-гайка, которое необходимо учитывать при разработке приводов и их моделей.

Схема замещения инерциоидного пьезопривода вращательного типа имеет ветви угловых и линейных перемещений, связанные между собой посредством идеального трансформатора с коэффициентом передачи 1/1 [2]. Индуктивности $L_1 - L_3$ используются для представления податливости пьезопластин, а резисторы R_1, R_2 – для представления их механической проводимости. Для расчёта проводимости, являющейся величиной, обратной механическому сопротивлению, используются выражения (1), а для расчёта индуктивностей – следующие выражения [2, С.57]:

$$L_1 = L_2 = \frac{n_b}{2l^2}; L_3 = -\frac{n_b}{6}.$$

Значение R_3 определяется в соответствии с экспериментальными данными об аналогах используемой пары винт-гайка. Нагрузку пьезоэлемента составляют элементы: C_1 – момент инерции крепёжной пьезопластины; C_2, C_3 – соответственно момент инерции и масса инерционного элемента; R_3 – механическая проводимость трения в паре винт-гайка. Источник I_1 служит для задания пилообразных управляющих воздействий. Источник тока I_2 моделирует скачкообразное изменение силы сухого трения в зависимости от скорости винта: $I_2 = M \text{sign}(U(C_1))$, где M – момент силы трения, подчиняющейся закону Амонтона; $U(C_1)$ – напряжение на конденсаторе C_1 . Ключ K_1 замкнут при относительном покое элементов кинематической пары и разомкнут в обратном случае. Замыкание ключа осуществляется при выполнении следующих условий:

$$|i(L_1)| \leq i_0; U(C_1) = 0, \quad (2)$$

где i_0 – ток, соответствующий значению силы трения.

Исследование схемы замещения (рис. 1,в) показало следующее. При наличии в кинематической паре только сухого трения переходный процесс носит ярко выраженный колебательный характер. Условие $U(C_1) = 0$ периодически выполняется на всём протяжении переходного процесса, что повышает вероятность его скорого завершения (рис. 2,а). При увеличении вязкого трения в кинематической паре возрастает степень демпфирования колебаний пьезопластин. Выражение $U(C_1) = 0$ при этом выполняется один раз в начале переходного

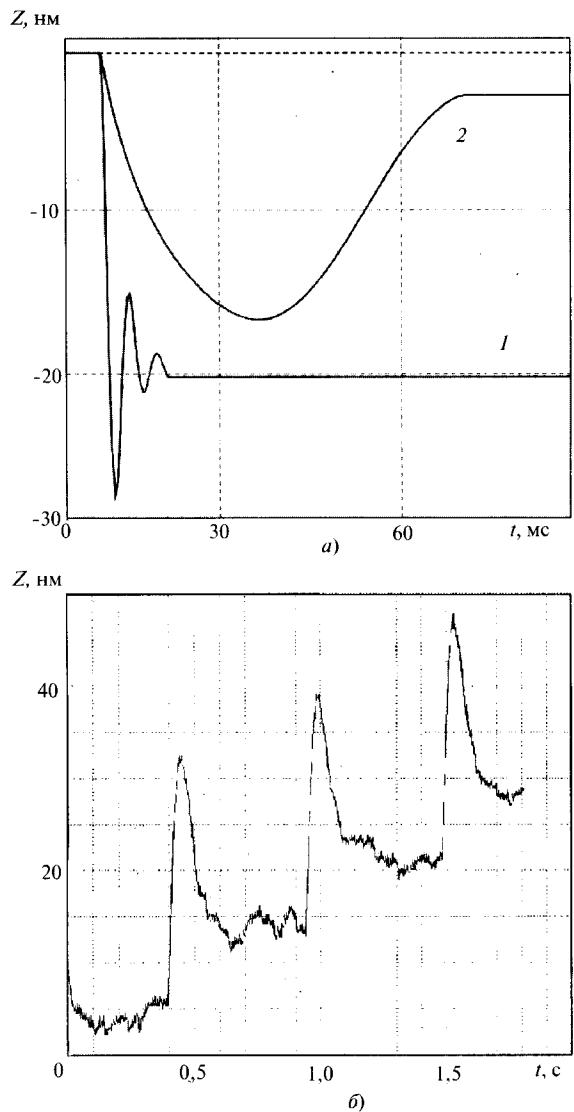


Рис. 2. Процесс перемещения винта во время формирования среза управляющего сигнала: а – результаты моделирования при различном характере трения (1 – сухое трение; 2 – вязкое трение); б – результаты измерений

процесса, когда первое из условий (2) ещё не действительно, и в конце. В результате после первоначального смещения винта наблюдается значительный обратный ход, заключающийся в плавном смещении винта в направлении начальной точки. Поэтому при проектировании привода необходимо предпринять меры по снижению вязкого трения в кинематической паре трения или предусмотреть наличие дополнительных элементов сухого трения. Это будет способствовать соблюдению условий (2) при формировании управляющего сигнала. Для проверки полученных рекомендаций на конце винта была неподвижно установлена шайба 6 (рис. 1,а), образующая с другой (подпружиненной) шайбой 7 элемент сухого трения. В зависимости от необходимой силы трения спиральная пружина 8 может быть заме-

нена упругой прокладкой. Испытания привода показали, что наличие дополнительного элемента сухого трения позволяет уменьшить вязкое трение за счёт ослабления сил прижатия элементов безлюфтовой пары винт-гайка. Полностью исключить наличие вязкого трения при этом не удалось. Однако характер переходного процесса (рис. 2,б) свидетельствует о достаточно сильном влиянии силы сухого трения, зависимость которой от скорости движения имеет ступенчатый характер. Наличие дополнительного элемента сухого трения, позволило снизить значение обратного хода в среднем на 20–25%. Дальнейшим направлением снижения отношения вязкого и сухого трения является применение смазочных материалов или разработка специализированных безлюфтовых пар винт-гайка.

Другим примером использования схем замещения для оценки конструктивных решений служит линейный инерциоидный пьезоэлектрический привод (рис. 3,а), предназначенный для перемещений вдоль направляющих элементов. Привод содержит пьезотрубку 1, имеющую один сплошной внутренний электрод и два одинаковых цилиндрических внешних электрода. На внешние электроды подаются несимметричные пилообразные сигналы противоположной полярности. Во время положительного фронта сигнала одна часть трубы 1 сокращается, а другая – удлиняется. При этом кинематические пары, образованные пружинами 3 и стеклянной направляющей 4, находятся в состоянии относительного покоя, которое сопровождается медленным перемещением инер-

ционного элемента 2. Во время среза управляющего сигнала упругие силы деформированной трубы 1 превышают силу трения покоя в кинематических парах, поэтому пружины 3 смещаются относительно направляющей 4. При этом вследствие существенной разности масс перемещение пружин значительно превышает перемещение инерционного элемента, что приводит к смещению привода относительно направляющей 4.

Для исследования работы линейного инерциоидного привода была разработана его схема замещения, представленная на рис. 3,б. Податливости n_s частей пьезотрубки 1, находящихся под внешними электродами, представлены в виде двух индуктивностей L_1, L_2 , массы пружин 3 – в виде ёмкостей C_1, C_3 , а инерционный элемент 2 – в виде ёмкости C_2 . Резисторы R_1, R_2 учитывают потери энергии вследствие внутреннего трения в пьезокерамике. Источники I_1, I_2 служат для задания пилообразных управляющих сигналов, подаваемых на внешние электроды пьезотрубки. Источник U_1 и резисторы $R_3–R_5$ моделируют воздействие силы тяжести на элементы 2 и 3. Кинематические пары трения привода представлены схемой на операционном усилителе со стабилитронами в обратной связи [4], реализующей ступенчатую зависимость трения от скорости относительного перемещения элементов кинематической пары [3]. Выходной сигнал источника напряжения U_2 зависит от напряжения в точках C или E : $U_2 = U_C = U_E$. Наличие такого источника необходимо для гальванической развязки точек C и E от схемы

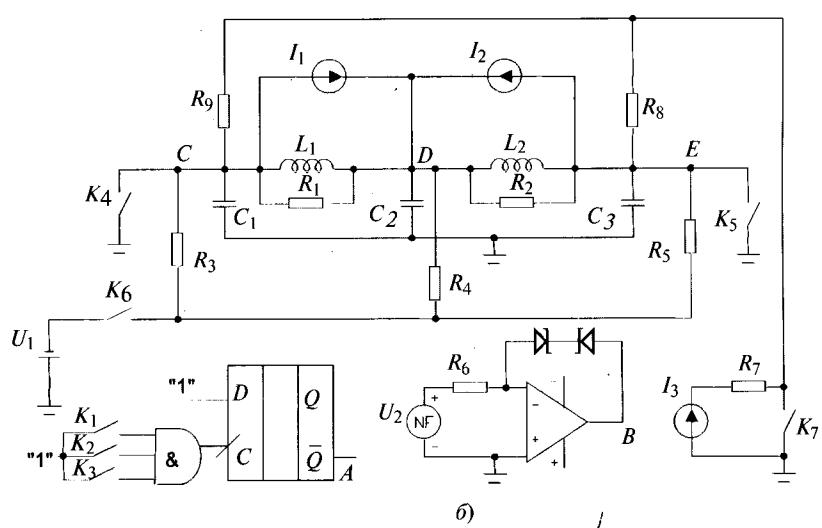
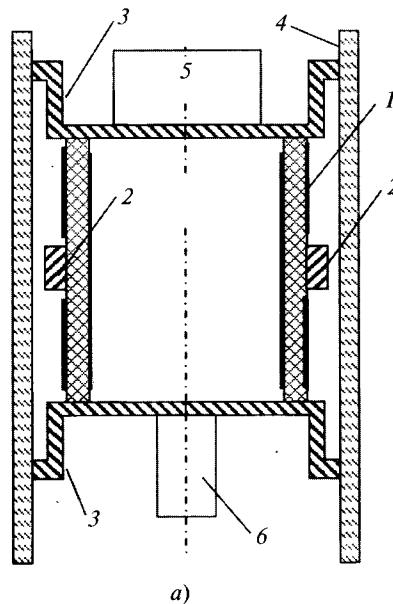


Рис. 3. Линейный инерциоидный пьезоэлектрический привод: а – конструкция (1 – пьезотрубка с электродами; 2 – инерционный элемент; 3 – распорные пружины; 4 – направляющая; 5 – перемещаемый объект; 6 – магнит); б – схема замещения

формирования силы трения скольжения, значение которой определяется источником тока I_3 , управляемым напряжением в точке B : $I_3 = k_1 U_B$, где k_1 – коэффициент пропорциональности. Значение коэффициента k_1 подбирается таким образом, чтобы ток через резисторы R_8 , R_9 соответствовал значению силы трения. Текущее состояние пружин и направляющей определяется проверкой условий, выполнение которых соответствует состоянию покоя:

$$|i(L_1)| < i_0; U(C_1) = 0; U(C_3) = 0, \quad (3)$$

где i_0 – пороговое значение тока, соответствующее силе трения покоя. Проверка условий (3) может осуществляться посредством ключей K_1 – K_3 , управляемых напряжением или током, и логических схем (например, элемента I и D -триггера). Ключи K_4 и K_5 шунтируют конденсаторы на время формирования пологого фронта управляющего сигнала и могут управляться непосредственно источником данного сигнала. Для исключения влияния источников U_1 и I_3 , моделирующих соответственно силу тяжести и силу трения скольжения, при состоянии относительного покоя в кинематических парах привода ключ K_6 размыкается, а ключ K_7 – замыкается. Ключи K_6 , K_7 управляются выходным сигналом D -триггера.

Исследование схемы замещения (рис. 3,б) показало, что утяжеление одной из пружин 3 за счёт крепления на ней перемещаемого объекта ведёт к повышению погрешности позиционирования, а утяжеление элемента 2 – к её снижению. Погрешность определяется при этом как смещение инерционного элемента из точки, достигнутой в результате формирования пологого фронта управляющего сигнала. Таким образом, согласно рис. 4,а перемещаемый объект целесообразно крепить к инерционному элементу, что позволит снизить его массу и габаритные размеры. В соответствии с полученными рекомендациями был изготовлен инерцидный привод (рис. 5), в котором перемещаемые объекты (медная пластина и магнит) соединены с инерционным элементом с помощью двух стержней. Значительная масса перемещаемых объектов позволила выполнить инерционный элемент в виде небольшого кольца, закреплённого посередине пьезотрубки. При перемещении привода вдоль стеклянной направляющей минимальное значение шага около 200 нм (рис. 4,б).

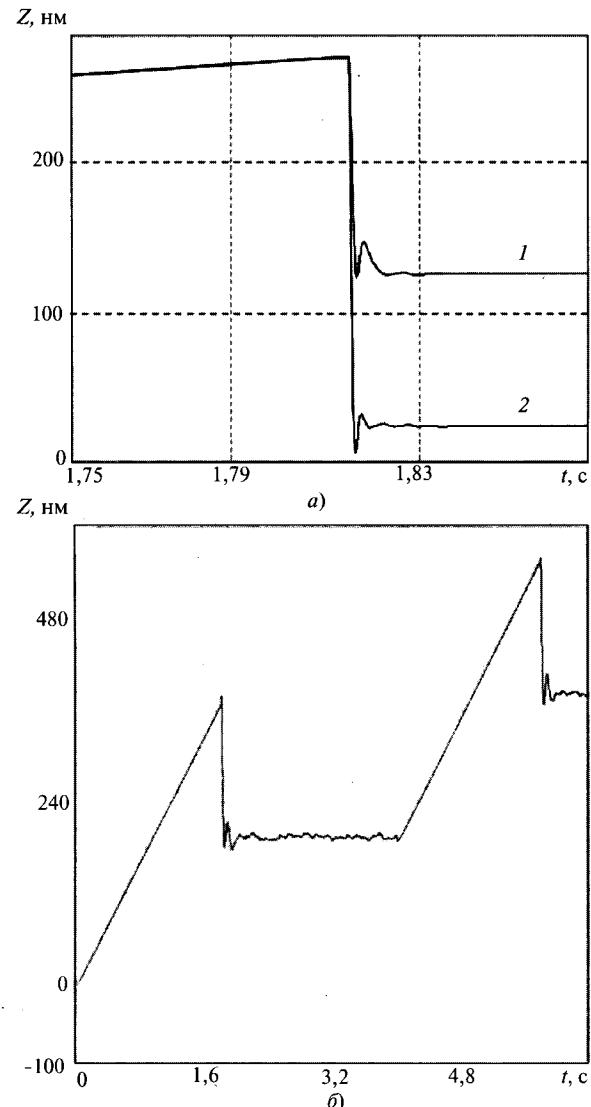


Рис. 4. Перемещение инерционного элемента линейного привода: а – результаты моделирования среза управляющего сигнала при различных способах крепления перемещаемого объекта (1 – на инерционном элементе, 2 – на одной из распорных пружин); б – результаты измерений

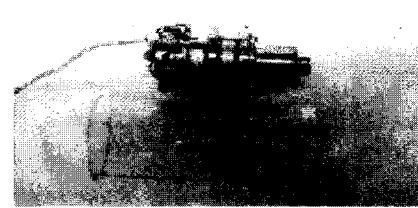


Рис. 5. Внешний вид линейного инерцидного пьезоэлектрического привода со стеклянной направляющей

Выводы

- Представленный в настоящей работе подход может быть использован для исследования инерцидных пьезоэлектрических приводов различных типов.

2. Получаемые в рамках данного подхода результаты носят качественный характер. Тем не менее, практическое применение показало их актуальность на этапе поиска и верификации конструктивных решений при проектировании инерционных пьезоэлектрических приводов.

Список литературы

1. Липанов А.М., Шелковников Ю.К., Гуляев П.В., Тюриков А.В. Применение электродинамических и магнитных цепей в инерционных пьезоэлектрических приводах // Электротехника. 2009. №8. С. 7–11.
2. Ленк А. Электромеханические системы: Системы с распределенными параметрами. М.: Энергоатомиздат, 1982.

3. Геккер Ф.Р. Динамика машин работающих без смазочных материалов в узлах трения. М.: Машиностроение, 1983.

4. Тетельбаум И.М., Шнейдер Ю.Р. Практика аналогового моделирования динамических систем: Справочное пособие. М.: Энергоатомиздат, 1987.

5. Chen C.J. Introduction to Scanning Tunneling Microscopy. First Edition. New York. Oxford University Press, 1993.

6. Джагупов Р.Г., Ерофеев А.А. Пьезоэлектронные устройства вычислительной техники, систем контроля и управления: Справочник. СПб.: Политехника, 1994.

Гуляев Павел Валентинович – докторант ИПМ УрО РАН, канд. техн. наук. Окончил факультет информатики и вычислительной техники Ижевского ГТУ в 1995 г. Защитил диссертацию по теме «Пьезоэлектрические устройства и методы управления ими в сканирующем туннельном микроскопе для изучения кластерных материалов» в 2004 г.

СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Особенности электромагнитных процессов в высоковольтных источниках питания с последовательным резонансным инвертором

КОПЕЛОВИЧ Е.А., ВАНЯЕВ В.В., ХВАТОВ С.В.

Рассмотрены электромагнитные процессы, протекающие в высоковольтных источниках питания (ВВИП) на базе последовательного резонансного инвертора. Показана необходимость учёта индуктивности намагничивания высоковольтного трансформатора и ёмкостей его обмоток при анализе коммутационных процессов в устройствах данного типа. С помощью разработанной математической модели ВВИП определены условия и получены количественные зависимости между параметрами элементов ВВИП, позволяющие снизить динамические потери в силовых полупроводниковых приборах. Результаты исследований использованы при разработке ряда ВВИП для мощных электрофизических установок.

Ключевые слова: электрофизическая установка, резонансный инвертор, высоковольтный трансформатор, силовой транзистор, коммутация.

Один из перспективных вариантов построения высоковольтных источников питания (ВВИП) с постоянным выходным напряжением различного назначения, в частности для мощных электрофизических установок, основан на использовании последовательного резонансного

The switching processes proceeding in high voltage power supplies (HVPS) based on the series resonant inverter are considered. Necessity of the account of the high voltage transformer magnetization inductance and capacities of its windings is shown at the analysis of switching processes in devices of the given type. By means of developed HVPS mathematical model quantitative dependences between parameters of HVPS elements are received, allowing to decrease the switching losses in power semiconductor devices. Results of investigations are used by development of some HVPS for powerful electrophysical installations.

Key words: electrophysical installation, resonance inverter, high-voltage transformer, power transistor, commutation.

нансного инвертора в качестве промежуточного звена повышенной частоты [1]. Широкое применение находит мостовая трансформаторная схема на транзисторах с обратными диодами (рис. 1) и включением нагрузки последовательно с резонансным контуром [2, 3]. При

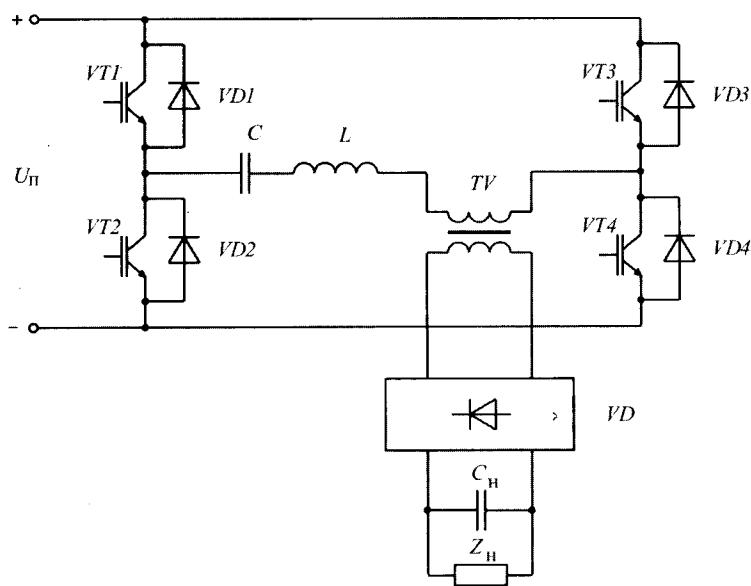


Рис. 1. ВВИП с последовательным резонансным инвертором

выполнении условия $4\pi\sqrt{LC} \geq 1$, где L, C – соответственно, индуктивность и ёмкость последовательного резонансного контура, f – частота переключения транзисторов инвертора, ток через силовые транзисторы ($VT1$ – $VT4$) и диоды ($VD1$ – $VD4$) инвертора, а также диоды высоковольтного выпрямителя VD теоретически имеет синусоидальную форму, что обеспечивает минимальные коммутационные потери в них на интервалах включения и выключения.

Наиболее характерные режимы работы преобразовательных устройств с резонансными инверторами без учёта параметров выходного трансформатора глубоко и подробно исследованы [2,4,5]. Однако практика разработки

ВВИП на базе последовательного резонансного инвертора выявила значительное влияние индуктивности намагничивания выходного трансформатора TV и собственных ёмкостей его обмоток на протекающие электромагнитные процессы. Было установлено, что при определённых соотношениях между этими параметрами и параметрами резонансного L – C – контура наблюдается значительный рост потерь в силовых полупроводниковых приборах ВВИП. Для выяснения причин данного явления и определения условий снижения потерь потребовалось более детальное исследование электромагнитных процессов в таких устройствах с учётом характеристик высоковольтного трансформатора.

Анализ ВВИП рассматриваемого типа показал, что в его работе с учётом индуктивности намагничивания и ёмкости обмоток высоковольтного трансформатора возможны 11 интервалов непрерывности. Соответствующие им комбинации состояний полупроводниковых приборов силовой схемы и ключей эквивалентной схемы ВВИП (рис. 2) приведены в таблице.

Эквивалентная схема ВВИП получена при следующих упрощающих допущениях:

– активное сопротивление силовых цепей не влияет на характер протекания электромагнитных процессов;

– индуктивность рассеяния L_s высоковольтного трансформатора TV сосредоточена в его первичной обмотке и учтена в суммарной индуктивности резонансного контура L ;

Номер и длительность интервала	Состояние ключевых элементов										
	$VT1$	$VT2$	$VT3$	$VT4$	$VD1$	$VD2$	$VD3$	$VD4$	VD	$S1$	$S2$
1 $t_1 - t_2$	+			+					+	+	+
2 $t_2 - t_3$	+			+							+
3 $t_3 - t_4$					+				+		+
4 $t_4 - t_5$					+				+	+	+
5 $t_5 - t_6$	+			+					+	+	+
6 $t_6 - t_7$	+			+							+
7 $t_7 - t_8$						+	+				+
8 $t_8 - t_9$										+	
9 $t_9 - t_{10}$											
10 $t_{10} - t_{11}$					+				+		+
11 $t_{11} - t_{12}$		+	+								+

Примечание: знак «+» соответствует состоянию проводимости.

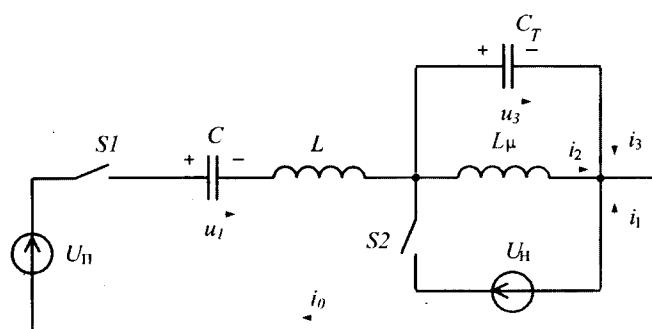


Рис. 2. Эквивалентная схема инверторной части ВВИП

— индуктивность намагничивания высоковольтного трансформатора постоянна $L_{\mu} \approx \text{const}$ и $L_{\mu} >> L$;

— распределённые ёмкости обмоток высоковольтного трансформатора заменены эквивалентной ёмкостью C_T , которая приведена к первичной обмотке трансформатора;

— между ёмкостями элементов схемы выполняются следующие соотношения $C_H >> C >> C_T$, что позволяет заменить контур нагрузки $C_H - Z_H$ источником постоянной ЭДС U_H , равной напряжению на нагрузке, приведённому к первичной обмотке высоковольтного трансформатора.

Здесь C_H — суммарная ёмкость выходного фильтра и нагрузки ВВИП, приведённая к первичной обмотке трансформатора TV .

Электромагнитные процессы в ВВИП на интервалах непрерывности иллюстрируются диаграммами рис. 3.

Интервал 1. Происходит перезарядка конденсатора C и зарядка конденсатора C_T . При этом начальные токи i_0 и i_2 одинаковы ($I_{01} = I_{21}$), а начальный выходной ток i_1 равен нулю. В конце интервала выполняется условие $I_{02} = I_{22}$, ток i_1 вновь становится равным нулю, диоды высоковольтного выпрямителя VD запираются.

Интервал 2. Ток $i_1 = 0$. Ток резонансного контура i_0 , протекая под действием суммы напряжений входного источника питания и конденсаторов C_T и C ($U_{\text{п}} + u_3 - u_1$), продолжает снижаться, а ток i_2 — возрастать за счёт напряжения конденсатора C_T . При этом через конденсатор C_T начинает протекать ток i_3 в направлении, показанном на рис. 2, разряжая его.

Интервал 3. Ток $i_1 = 0$, ток i_0 меняет направление, а ток $i_3 < 0$, продолжая протекать в прежнем направлении, перезаряжает конденсатор C_T . Его напряжение снижается и затем

меняет полярность (рис. 3), ток i_2 при этом также начинает несколько снижаться. Интервал заканчивается, когда конденсатор C_T перезаряжается до напряжения $u_T = -U_H$. При этом отпираются диоды высоковольтного выпрямителя VD , а ток конденсатора C_T снижается до нуля.

С учётом незначительного изменения тока i_2 на данном интервале конечное значение тока $I_{04} \approx -I_{23} + I_{34}$.

Интервал 4. Ток i_0 продолжает протекать в направлении, показанном на рис. 3, за счёт энергии, накопленной в дросселе L . Интервал заканчивается при условии $i_0 = 0$.

Интервал 5. Ток контура i_0 меняет направление и протекает через транзисторы $VT1$, $VT4$ до тех пор, пока ток i_1 не достигнет нулевого значения.

Интервал 6. При снижении тока i_1 до нуля в цепи конденсатора C_T появляется ток, который начинает разряжать его. При этом диоды высоковольтного выпрямителя VD заперты разностью напряжений на конденсаторах C и C_T . Интервал заканчивается при запирании транзисторов $VT1$, $VT4$ в момент $t = t_7$ окончания импульса их запуска u_G . Протекавший по ним ток контура i_0 «перехватываются» диоды $VD2$, $VD3$. Выключение транзисторов происходит при ненулевом токе, что приводит к значительным динамическим потерям мощности в них.

Интервал 7. Ток i_0 в резонансном контуре продолжает протекать в прежнем направлении за счёт ЭДС самоиндукции дросселя L , быстро снижаясь под действием суммы напряжений на конденсаторе C и входного источника питания ($u + U_{\text{п}}$). Быстрое снижение тока i_0 и относительно медленное уменьшение тока i_2 приводят к смене полярности и росту тока i_3 . Снижение тока i_0 до нуля и выполнение условия $i_3 = i_2$ ведёт к запиранию диодов $VD2$, $VD3$, увеличению напряжения на конденсаторе C_T до значения U_H и отпиранию диодов высоковольтного выпрямителя VD в момент времени t_8 .

Интервал 8. Происходит вывод энергии из индуктивности намагничивания L_M в контур нагрузки (рис. 2). Интервал заканчивается при достижении током i_2 нуля.

Интервал 9. Все вентили ВВИП закрыты, а конденсатор C_T разряжается на индуктивность намагничивания L_M (рис. 3). За счёт этого обратное напряжение, прикладываемое к дио-

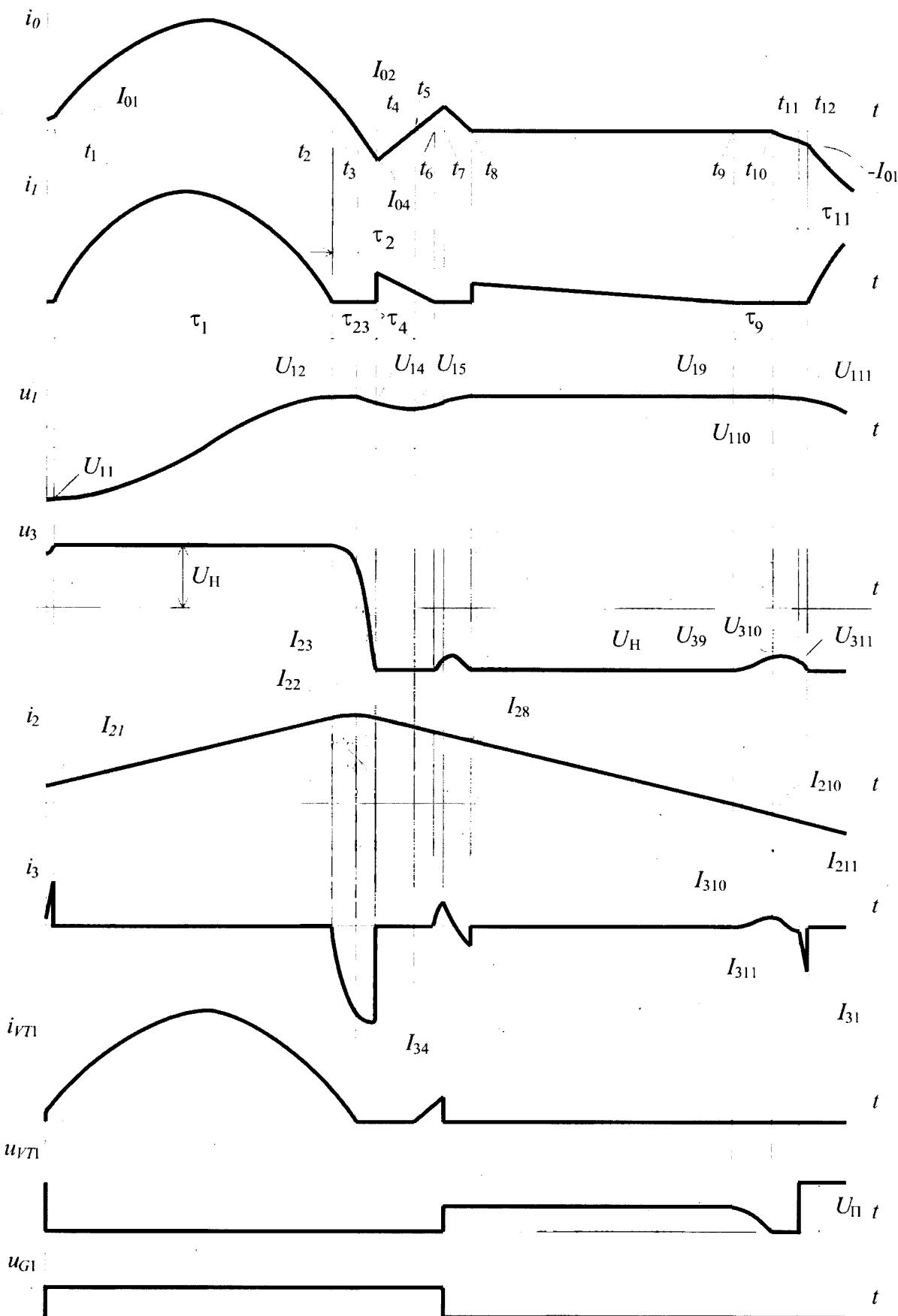


Рис. 3. Временные диаграммы работы ВВИП с учётом параметров высоковольтного трансформатора

дам $VD1$ и $VD4$, уменьшается и при выполнении условия $U_{\text{п}} - U_{\text{H}} \leq U_{110}$ диоды $VD1$ и $VD4$ отпираются, начинается новый интервал.

Интервал 10. При отпирании диодов $VD1$, $VD4$ в цепи резонансного контура появляется ток i_0 и снижение тока i_3 замедляется. Интервал заканчивается при отпирании очередной пары транзисторов $VT2$, $VT3$.

Интервал 11. Отпирающиеся транзисторы $VT2$, $VT3$ «перехватывают» ток i_0 силового контура, протекавший до этого момента через диоды $VD1$, $VD4$. Таким образом, включение транзисторов происходит при ненулевом токе, что приводит к значительным коммутационным потерям мощности в них.

На этом интервале выходной ток $i_1 = 0$. Токи i_0 , i_2 , i_3 , протекая под действием суммы напряжений $(U_{\text{п}} + U_1 - U_3)$, возрастают, что приводит к подзарядке конденсатора C_{T} . Интервал заканчивается при достижении напряжением конденсатора C_{T} значения U_{H} в момент t_{12} , которому соответствует начало нового полупериода работы ВВИП.

Для обеспечения бестоковой коммутации силовых транзисторов и снижения в них динамических потерь необходимо исключить 5–7 и 10 интервалы работы ВВИП, что устраняет одновременную проводимость транзисторов одной диагональной пары ВВИП и обратных диодов другой.

В этом случае решение уравнений, описывающих процессы на интервалах непрерывности, даёт следующую систему рекуррентных выражений:

– интервал 1

$$\tau_1 \approx \frac{\pi}{\omega_{01}}; \quad (1)$$

$$I_{22} = \pi U_{\text{H}} \frac{L}{L_{\mu}} \sqrt{\frac{C}{L}} + I_{21}; \quad (2)$$

$$U_{12} = U_{11} + 2(U_{\text{п}} - U_{\text{H}}); \quad (3)$$

$$\omega_{01} = (\sqrt{LC})^{-1}; \quad (4)$$

$$q_1 = 2C(U_{11} - U_{\text{H}} + U_{\text{п}}); \quad (5)$$

– интервал 2

$$\tau_2 = \frac{I_{22}L}{U_{\text{H}} + U_{12} - U_{\text{п}}} = \frac{\left(\pi U_{\text{H}} \frac{L}{L_{\mu}} \sqrt{\frac{C}{L}} + I_{21} \right) L}{U_{\text{H}} + U_{12} - U_{\text{п}}}; \quad (6)$$

$$I_{23} = \frac{U_{\text{H}}}{U_{\text{H}} + U_{12} - U_{\text{п}}} \left(\pi U_{\text{H}} \frac{L}{L_{\mu}} \sqrt{\frac{C}{L}} + I_{21} \right) \frac{L}{L_{\mu}} + I_{22}; \quad (7)$$

$$q_2 \approx 0; \quad (8)$$

$$\omega_{02} = (\sqrt{LC_{\text{T}}})^{-1}; \quad (9)$$

– интервал 3

$$\tau_{23} = \frac{1}{\omega_{02}} \arccos \left(1 - \frac{2U_{\text{H}}}{U_{12} + U_{\text{H}} - U_{\text{п}}} \right); \quad (10)$$

$$I_{34} = 2\sqrt{\frac{C_{\text{T}}}{L} U_{\text{H}} (U_{12} - U_{\text{п}})}; \quad (11)$$

$$I_{04} = -I_{23} + I_{34}; \quad (12)$$

$$U_{14} = \frac{U_{\text{H}}}{2L_{\mu}C} \tau_2^2 + \frac{U_{\text{H}}}{U_{\text{H}} + U_{12} - U_{\text{п}}} \left(\pi U_{\text{H}} \frac{L}{L_{\mu}} \sqrt{\frac{C}{L}} + I_{21} \right) \times \frac{L}{L_{\mu}} \frac{\tau_3}{C} + \frac{I_{22}\tau_{23}}{C} - 2U_{\text{H}} \frac{C_{\text{T}}}{C} + U_{12}; \quad (13)$$

$$\tau_3 = \tau_{23} - \tau_2; \quad (14)$$

$$q_3 = \int_0^{\tau_3} -idt = \frac{U_{\text{H}}}{2L_{\mu}} \tau_2 + I_{22} \tau_3 - C_{\text{T}} (U_{\text{H}} + U_{12} - U_{\text{п}}) \times (1 - \cos \omega_{02} \tau_3); \quad (15)$$

– интервал 4

$$\tau_{04} = \frac{1}{\omega_{01}} \left[\pi - \arctg \left(\sqrt{\frac{L}{C}} \frac{I_{04}}{U_{\text{H}} + U_{\text{п}} - U_{14}} \right) \right]; \quad (16)$$

$$U_{15} = -(U_{14} - U_{\text{H}} - U_{\text{п}}) (1 - \cos \omega_{01} \tau_4) - I_{04} \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \omega_{01} \tau_4 + U_{14}; \quad (17)$$

$$q_4 = \int_0^{\tau_4} -idt = -C (U_{14} - U_{\text{H}} - U_{\text{п}}) (1 - \cos \omega_{01} \tau_4) - \frac{I_{04}}{\omega_{04}} \sin \omega_{01} \tau_4; \quad (18)$$

– интервалы 8, 9

$$I_{210} = -I_{310} = U_{\text{H}} \sqrt{\frac{C_{\text{T}}}{L_{\mu}}} \sin \omega_{09} \tau_9; \quad (19)$$

$$\omega_{09} = (\sqrt{L_\mu C_T})^{-1}; \quad (20)$$

$$U_{310} = U_h \cos \omega_{09} \tau_9; \quad (21)$$

$$C_{3\text{гр}} = \frac{1}{L_\mu \omega_{09}^2}; \quad (22)$$

$$\tau_9 = \frac{T}{4} - \tau_1 - \tau_2; \quad (23)$$

$$U_{111} \approx U_{15}, \quad U_{311} = U_{310}; \quad (24)$$

— интервал 11

$$U_{11} = U_{111}; \quad (25)$$

$$\tau_{11} = \frac{U_h - U_{311}}{\omega_{011}(U_{111} - U_{311} + U_\pi) + I_{311}/C_T}; \quad (26)$$

$$I_{211} = I_{210}, \quad I_{311} = I_{310}; \quad (27)$$

$$I_{21} \approx I_{211}; \quad (28)$$

$$I_{01} = I_{211} + (U_{111} - U_{311} + U_\pi) \sqrt{\frac{C_T}{L}} \sin \omega_{011} \tau_{11} + \\ + I_{311} \cos \omega_{011} \tau_{11}, \quad (29)$$

где $C_{T,\text{гр}}$ — граничное значение ёмкости C_T , при превышении которого устраняется 10 интервал, q_1, q_2, q_3, q_4 — значения зарядов, протекающих в цепи входного источника постоянного напряжения U_π на 1-, 2-, 3- и 4-м интервалах, соответственно.

В обозначениях системы (1)–(29) начальных значений токов и напряжений элементов эквивалентной схемы рис. 2 первая цифра индекса означает номер элемента, а остальные — порядковый номер интервала. Например, U_{110} — начальное значение напряжения на конденсаторе на 10-м интервале, I_{21} — начальное значение тока намагничивания (ток через индуктивность L_μ) на 1-м интервале.

Среднее значение мощности, потребляемой инвертором от источника постоянного напряжения U_h и определяющей при постоянстве КПД выходную мощность ВВИП,

$$P_\pi = U_\pi I_\pi = \frac{2 \sum_{j=1}^{j=4} q_j}{T} U_\pi. \quad (30)$$

Относительное значение средней потребляемой мощности

$$P_{\pi*} = \frac{P_\pi}{P_{\pi1}} = \frac{\sum_{n=1}^{n=4} q_n}{4CU_h}, \quad (31)$$

где $P_{\pi1}$ — значение потребляемой мощности в идеализированной схеме ВВИП без учёта ёмкости высоковольтного трансформатора C_T и индуктивности намагничивания L_μ трансформатора, определяемое из выражения

$$P_{\pi1} = 2f_* \frac{U_h U_\pi}{\pi} \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad (32)$$

где $f_* = 2 \frac{f}{f_1}$ — относительное значение частоты;

$$f_1 = \frac{\omega_{01}}{2\pi}.$$

Анализ системы уравнений (1)–(32), представляющей собой математическую модель инверторной части ВВИП, позволил выявить основные закономерности работы рассматриваемого устройства.

Установлено, что для бестковой коммутации ключей в различных режимах работы ВВИП необходимо:

— выбирать длительность импульсов управления τ_G транзисторами в пределах

$$\frac{\pi}{\omega_{01}} \leq \tau_G \leq \frac{\pi}{\omega_{01}} + \tau_{23} - \tau_2 + \tau_4; \quad (33)$$

— значение ёмкости C_T должно удовлетворять условию

$$C_T \geq C_{T,\text{гр}}. \quad (34)$$

На рассматриваемом полупериоде выполнение условия (33) предотвращает возможность одновременной проводимости транзисторов $VT1, VT4$ и диодов $VD2, VD3$, а — условия (34) исключает одновременную проводимость транзисторов $VT2, VT3$ и диодов $VD1, VD4$.

На рис. 4 представлены зависимости относительных значений граничной ёмкости $C_{T,\text{гр}*} = C_{T,\text{гр}} / C$ в функции относительных значений приведённого к первичной обмотке выходного напряжения ВВИП $U_{h*} = U_h / U_\pi$ и индуктивности намагничивания трансформатора $L_{\mu*} = L_\mu / L$, полученные с помощью разработанной математической модели.

Из приведённых зависимостей следует, что $C_{T,\text{гр}*}$ возрастает при увеличении выходного

напряжения ВВИП, достигая максимума $C_{t,gr*max}$ при $L_{\mu*} = 100 \div 20$, и уменьшается с ростом индуктивности $L_{\mu*}$. Наибольшее значение $C_{t,gr*}$ лежит в пределах $C_{t,gr*max} = 0,0075 \div 0,025$ при изменении $L_{\mu*}$ в диапазоне $L_{\mu*} = 100 \div 20$.

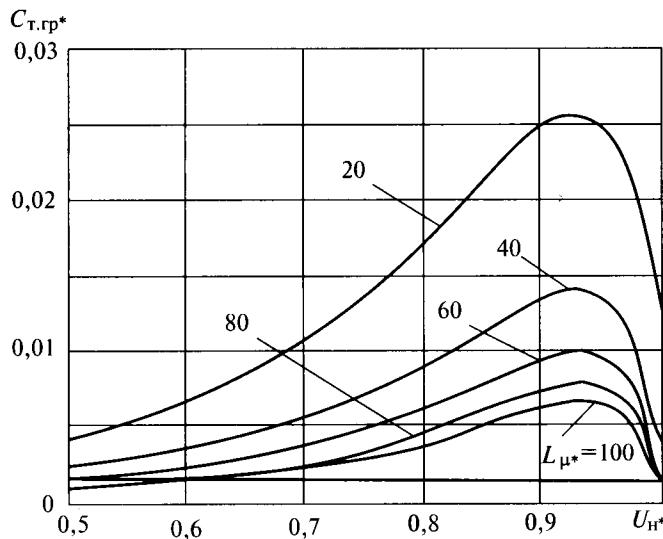


Рис. 4. Зависимость ёмкости $C_{t,gr*}$ от U_{h*} ВВИП при различных значениях $L_{\mu*}$

Для обеспечения бестоковой коммутации транзисторных ключей относительное значение ёмкости $C_{t*} = C_t / C$ следует выбирать больше граничного значения с некоторым запасом, учитывая, что увеличение её ведёт к снижению выходной мощности ВВИП за счёт роста токов обратных диодов и уменьшения средних значений тока и мощности, потребляемых от источника питания. Так, изменение ёмкости C_{t*} в пределах $C_{t*} = (1 \div 5)C_{t,gr*max}$ в зависимости от уровня выходного напряжения U_{h*} приводит к уменьшению P_{n*} на 10–40% (рис. 5). По этой причине значение C_{t*} целесообразно выбирать в пределах $C_{t*} = (2 \div 3)C_{t,gr*max}$. На практике требуемое значение ёмкости C_t обеспечивается включением дополнительного конденсатора параллельно первичной обмотке высоковольтного трансформатора. Значение ёмкости дополнительного конденсатора рассчитывается как разность между требуемым значением C_t и измеренным значением собственной ёмкости трансформатора, приведённым к его первичной обмотке.

На базе результатов проведённых исследований в Институте прикладной физики РАН (г. Нижний Новгород) разработан ряд ВВИП для мощных электрофизических установок. В частности, для системы импульсного питания

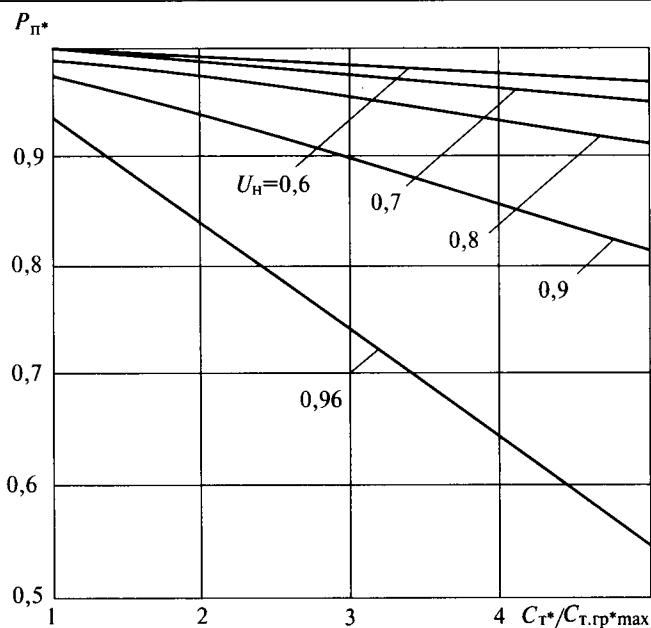


Рис. 5. Зависимость P_{n*} ВВИП от C_t при $L_{\mu*} = 60$

мощного газового лазера разработан комплекс из семи ВВИП с общей выходной мощностью порядка 500 кВт и максимальным выходным напряжением 50 кВ. Определённая экспериментально совокупность конструктивных параметров высоковольтного трансформатора (число секций вторичной обмотки, число витков и слоёв одной секции вторичной обмотки, изоляционные промежутки) позволила получить значение собственной ёмкости трансформатора, достаточное для обеспечения бестоковой коммутации силовых транзисторов ВВИП во всём диапазоне выходных напряжений.

При разработке ВВИП выходной мощностью 17 кВт и напряжением 1 кВ для моноимпульсного генератора сильных магнитных полей с целью выполнения условия (34) потребовалось включение параллельно первичной обмотке высоковольтного трансформатора с $L_{\mu*} \approx 35$ дополнительного конденсатора ёмкостью 18 нФ. Относительное значение суммарной ёмкости высоковольтного трансформатора составило при этом $C_{t*} \approx 0,04$ при $C_{t,gr*} = 0,015$, что позволило минимизировать коммутационные потери в транзисторах данного ВВИП.

Результаты выполненных теоретических исследований с погрешностью в пределах 15% совпадают с результатами имитационного моделирования и экспериментальных исследований опытных образцов ВВИП с последовательным резонансным инвертором, что подтверждает адекватность разработанной математической модели устройства и правомерность принятых допущений.

Список литературы

1. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Мелешин В.И., Новинский В.Н. Транзисторные преобразователи напряжения с последовательным резонансным контуром // Электротехника. 1990. №8. С. 47–53.
3. Копелович Е.А., Ваняев В.В., Троицкий М.М. и др. Транзисторно-конденсаторные зарядные устройства мегаджоульных ёмкостных накопителей энергии// Электротехника. 2010. №7. С.11–16.
4. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005.
5. Лукин А.В., Костров М.Ю., Малышков Г.М. и др. Преобразователи напряжения силовой электроники. М.: Радио и связь, 2004.

Копелович Евгений Альбертович – заведующий отделом высоковольтной техники Института прикладной физики РАН, канд. техн. наук. Окончил электротехнический факультет Горьковского политехнического института в 1980 г. Защитил диссертацию по

теме «Импульсные тиристорные преобразователи для систем электропитания мощных СВЧ приборов» в 1992 г.

Ваняев Валерий Владимирович – доцент Нижегородского ГТУ им. Р.Е.Алексеева, канд техн. наук, доц. Окончил электротехнический факультет Горьковского политехнического института в 1971 г. Защитил диссертацию по теме «Силовые импульсные преобразователи с накопительными конденсаторами для систем электрофизической обработки материалов» в 1983 г.

Хватов Станислав Вячесловович – декан факультета автоматики и электромеханики, зав. кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Нижегородского ГТУ им. Р.Е.Алексеева, доктор техн. наук, проф. Окончил электротехнический факультет Горьковского политехнического института в 1960 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Вопросы теории и расчёта асинхронных вентильных каскадов» в 1975 г.

Проектирование ключевых преобразователей методами диакоптики

ПЕТРОСЬЯНЦ В.В.

Предложен метод моделирования ключевых преобразователей с использованием дискретного тензора переключения. Разработана методика построения дискретных математических моделей пригодных для анализа и синтеза проектируемых ключевых преобразователей. Приведены результаты электронного моделирования, подтверждающие адекватность математических моделей.

Ключевые слова: ключевые преобразователи, математические модели, диакоптика, проектирование.

Проектирование эффективных преобразователей электроэнергии широкого применения предполагает решение следующих задач: математического моделирования, анализа электромагнитных процессов, синтеза оптимальных структур и параметров разрабатываемых источников питания [1–3].

Проектирование ключевых (вентильных) преобразователей осложняется тем, что конфигурация их электрических цепей изменяется в течение каждого периода выходной частоты и процессы в этих устройствах описываются дифференциальными уравнениями достаточно высокого порядка [2].

Методы автоматизированного проектирования электронных схем [1] в своей основе ис-

The method of modelling of key converters with use of the discrete tensor of switching is offered. The technique of construction of discrete mathematical models suitable for the analysis and synthesis of projected key converters is developed. Results of electronic modeling confirming adequacy of mathematical models are shown.

Key words: key converters, mathematical models, diakoptics, designing.

пользуют топологическое описание, позволяющее перевести графическое представление электронной схемы в алгебраический вид и решить задачу синтеза оптимальных электронных схем.

Решить задачу не только анализа, но параметрического и структурного синтеза ключевых преобразователей позволяет спектральный анализ [4]. Однако такой метод пригоден для решения систем, в которых имеется линейная зависимость между входным и выходным напряжением. Такая зависимость характерна, например, для вентильных преобразователей с ШИМ.

Универсальным методом анализа и синтеза электрических цепей с переменной структурой

является тензорный анализ Габриэля Крона сложных систем по частям – диакоптика [5]. Развивая свой метод, Г. Крон предложил методику синтеза оптимальных структур различной размерности из исходной примитивной сети с использованием «тензора-синтеза» [6]. Однако теория Г. Крона оказалась настолько сложной, что многие исследователи пошли по пути упрощения, в основе которого уход от тензорных представлений. Так, в [7] М.А. Шакиров показал, что расчёты всех цепей можно производить путём переноса ветвей через узлы или вдоль контуров и последующего поглощения их элементов в других ветвях схемы. Преобразование схем любой сложности по М.А. Шакирову представляет свёртку этих схем в специфические структуры, обладающие свойством тензоров. Такой метод эффективен для анализа статических режимов работы, но не позволяет исследовать ключевые схемы с переменной структурой в динамических режимах работы. Метод операторно-рекуррентного анализа электрических цепей, основанный на математическом аппарате Z-преобразований, предложенный В.П. Шипилло в [8], даёт аналитически точные результаты для широкого класса дискретных структур с переменными параметрами и нелинейных дискретных структур, описание которых сводится к разностным уравнениям с переменными коэффициентами. При всей своей простоте и доступности этот метод не пригоден для решения задачи структурного синтеза.

Как отмечают авторы [9], методы диакоптики для расчёта сложных электроэнергетических систем имеют существенный недостаток, заключающийся в отсутствии формальных алгоритмов разбиения на подсистемы и не вскрывающий полностью структурно-функциональные взаимосвязи между отдельными

элементами сети, в особенности разных частей разделённой системы. Однако при всей своей сложности и недостатках метод Г. Крона является единственным универсальным средством анализа и синтеза сложных объектов и может быть адаптирован к решению задач проектирования ключевых преобразователей.

Использование метода диакоптики Г. Крона для синтеза оптимальных структур ключевых преобразователей, являющихся преобразователями с переменной структурой и нелинейной зависимостью между входными и выходными напряжениями, требует решения сложной задачи конкретизации и настройки [5]. Конкретизация метода Крона при решении поставленной задачи – выделение базовых схем и нахождение тензоров преобразования C этих схем; настройка – нахождение математических моделей базовых схем, вытекающих из найденных тензоров преобразования.

В данной работе решается задача разработки метода нахождения универсальных математических моделей, применимых как для анализа и расчёта, так и для структурного и параметрического синтеза ключевых преобразователей методами диакоптики Г. Крона.

Для решения поставленной задачи, с целью конкретизации, предлагается всё многообразие ключевых преобразователей свести к примитивной сети базового набора элементов схем («катушек» и источников напряжения) ключевых преобразователей (рис. 1, a), топология которых представлена тензором преобразования C , который определяет структуру преобразователя на начальном интервале преобразования; для настройки – ввести дополнительно к тензору преобразования C тензор переключения $C_F[n]$, учитывающий динамику процесса работы преобразователя, где n – номер такта преобразования энергии.

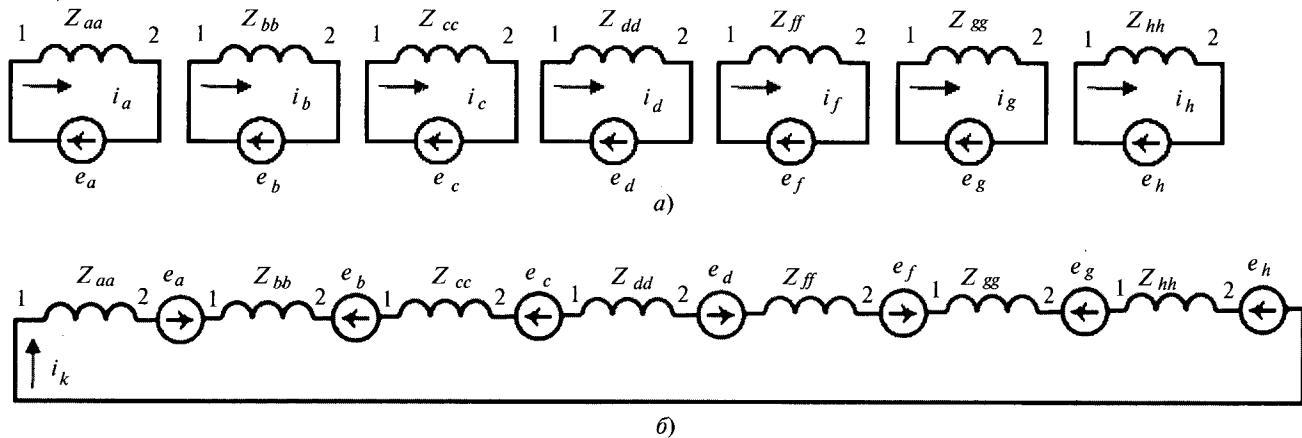


Рис. 1. Тензорная сеть: а – примитивная сеть базового набора ключевых преобразователей; б – новая сеть – сеть контура преобразования

На рис. 1 Z_{aa} – внутреннее сопротивление источника питания; Z_{bb} – сопротивление управляемого ключевого элемента (тиристора или транзистора) в проводящем состоянии; Z_{cc} – сопротивление неуправляемого ключевого элемента (диода) в проводящем состоянии; Z_{dd} – сопротивление потерь в элементах контура преобразования; Z_{ff} – импеданс катушки индуктивности L_K ; Z_{gg} – импеданс коммутирующего конденсатора C_K ; Z_{hh} – импеданс нагрузки; e_a – напряжение источника питания; e_b – падение напряжения на открытом управляемом ключевом элементе; e_c – падение напряжения на открытом неуправляемом ключевом элементе; e_d – падение напряжения потерь в элементах контура; e_f – начальное напряжение на L_K ; $e_g = U_{Ck0}$ – начальное напряжение на C_K ; $e_h = U_{Ch0}$ – противоЭДС нагрузки ($e_h = U_{Ch0}$ – начальное напряжение на C_H для случая ёмкостной нагрузки).

Импеданс Z примитивной сети для схемы на рис. 1, а, с учётом взаимных импедансов катушек примитивных контуров, примет вид диагональной симметричной матрицы

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	<i>f</i>	<i>g</i>	<i>h</i>
<i>a</i>	Z_{aa}	Z_{ab}	Z_{ac}	Z_{ad}	Z_{af}	Z_{ag}	Z_{ah}
<i>b</i>	Z_{ba}	Z_{bb}	Z_{bc}	Z_{bd}	Z_{bf}	Z_{bg}	Z_{bh}
<i>c</i>	Z_{ca}	Z_{cb}	Z_{cc}	Z_{cd}	Z_{cf}	Z_{cg}	Z_{ch}
<i>d</i>	Z_{da}	Z_{db}	Z_{dc}	Z_{dd}	Z_{df}	Z_{dg}	Z_{dh}
<i>f</i>	Z_{fa}	Z_{fb}	Z_{fc}	Z_{fd}	Z_{ff}	Z_{fg}	Z_{fh}
<i>g</i>	Z_{fa}	Z_{gb}	Z_{fc}	Z_{gd}	Z_{gf}	Z_{gg}	Z_{gh}
<i>h</i>	Z_{ha}	Z_{hb}	Z_{hc}	Z_{hd}	Z_{hf}	Z_{hg}	Z_{hh}

(1)

Напряжение e и ток i примитивной сети могут быть представлены геометрическими объектами, описываемыми матрицами

$$a \quad b \quad c \quad d \quad f \quad g \quad h$$

$$\mathbf{e} = [e_a \quad e_b \quad e_c \quad e_d \quad e_f \quad e_g \quad e_h]; \quad (2)$$

$$a \quad b \quad c \quad d \quad f \quad g \quad h$$

$$\mathbf{i} = [i_a \quad i_b \quad i_c \quad i_d \quad i_f \quad i_g \quad i_h]. \quad (3)$$

Моделирование ключевых преобразователей рассмотрим на примере моделирования преобразователей с дозирующим последовательным резонансным контуром (ДПРК), представленных четырьмя базовыми схемами (рис. 2) [10].

Общее, что объединяет преобразователи с ДПРК, заключается в том, что в них в течение полупериода собственной резонансной частоты контура преобразования (интервала времени коммутации преобразователя) протекают одинаковые процессы, когда происходит то-коограничение и дозированная передача порции энергии.

Воспользовавшись методом Крона [5], можно представить всё многообразие преобразователей с ДПРК в виде новой сети, состоящей из элементов примитивной сети, как показано на рис. 1, б.

Импеданс контура преобразования Z , при допущении равенства нулю взаимных импедансов катушек примитивных контуров, примет вид диагональной симметричной матрицы Z_{kk} .

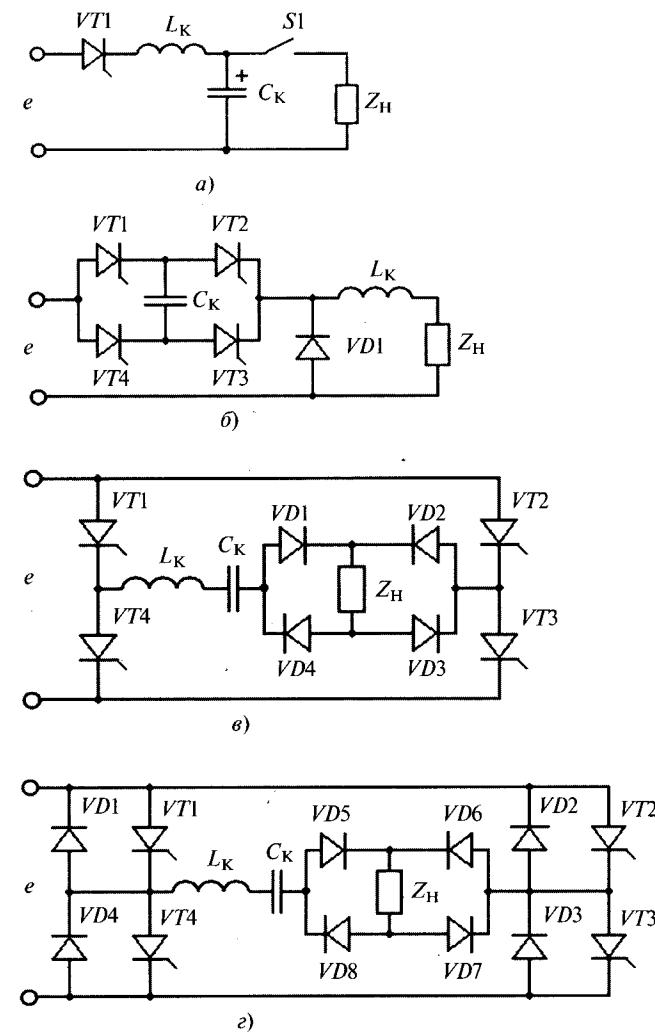


Рис. 2. Базовые схемы преобразователей с дозирующим последовательным резонансным контуром: а – ключевого с ёмкостным накопителем (ДПРК-С-С); б – ключевого с индуктивным накопителем (ДПРК-С-Л); в – инверторного генераторного типа (ДПРК-И-Г); г – инверторного с рекуперацией

Тензор переключения также определяется в виде диагональной симметричной матрицы:

$$\mathbf{C}_F[n] = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline a & C_a[n] & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline b & 0 & C_b[n] & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline c & 0 & 0 & C_c[n] & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline d & 0 & 0 & 0 & C_d[n] & 0 & 0 & 0 \\ \hline f & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f[n] & 0 & 0 \\ \hline g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_g[n] & 0 \\ \hline h & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_h[n] \\ \hline \end{array} . \quad (4)$$

Так как схема на рис. 1,б имеет один контур преобразования, то в качестве переменной новой системы принимаем ток i_k . Приравняем старые и новые токи, протекающие в каждой катушке. В этом случае коэффициенты при новом токе i_k образуют компоненты тензора преобразования

$$\mathbf{C} = k \begin{bmatrix} a & b & c & d & f & g & h \\ C_a & C_b & C_c & C_d & C_f & C_g & C_h \end{bmatrix} . \quad (5)$$

Новые компоненты тензора импеданса:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_k &= \mathbf{C}_t (\mathbf{Z}_{kk} \cdot \mathbf{C}) = \\ &= k \begin{bmatrix} Z_{aa} + Z_{bb} + Z_{cc} + Z_{dd} + Z_{ff} + Z_{gg} + Z_{hh} \end{bmatrix} , \end{aligned} \quad (6)$$

где \mathbf{C}_t – транспонированная матрица \mathbf{C} .

Напряжения в новой системе:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^* &= \mathbf{C}_t[n] \cdot \mathbf{e} = k \begin{bmatrix} C_a C_a[n] e_a + C_b C_b[n] e_b + C_c C_c[n] e_c + \\ + C_d C_d[n] e_d + C_f C_f[n] e_f + C_g C_g[n] e_g + C_h C_h[n] e_h \end{bmatrix} , \end{aligned} \quad (7)$$

где $\mathbf{C}_t[n]$ – транспонированная $\mathbf{C}[n] = \mathbf{C}_F[n] \cdot \mathbf{C}$.

Ток, протекающий в новой системе:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}^* &= \mathbf{i}_k = (\mathbf{Z}_k)^{-1} \mathbf{e}^* = k \begin{bmatrix} (C_a C_a[n] e_a + C_b C_b[n] e_b + \\ + C_g C_g[n] e_g + C_h C_h[n] e_h) / \\ / (Z_{aa} + Z_{bb} + Z_{cc} + Z_{dd} + Z_{ff} + Z_{gg} + Z_{hh}) \end{bmatrix} . \end{aligned} \quad (8)$$

Падение напряжения на элементах контура

$$\mathbf{e}_k = (\mathbf{Z}_{kk} \cdot \mathbf{C}) \mathbf{i}_k . \quad (9)$$

В качестве примера рассмотрим моделирование процессов в обобщённой схеме преобразователя с ДПРК инверторного типа с ёмкостной нагрузкой C_h (Z_h) в режиме рекуперации энергии (ДПРК-1-Re) при питании от источника постоянного напряжения. Тензорная сеть на интервалах инвертирования примет вид, приведённый на рис. 3.

Тензорной сети преобразователя соответствуют тензоры

$$\mathbf{C} = k \begin{bmatrix} a & h & c & d & f & g & h \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix} ; \quad (10)$$

$$\mathbf{C}_F[n] = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline a & \sqrt{2} \sin \left[\frac{\pi}{4} (2n+1) \right] & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline b & 0 & \sqrt{2} \sin \left[\frac{\pi}{2} (n+1) \right] \times \\ & \times \sin \left[\frac{\pi}{2} n + \frac{3\pi}{4} \right] & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline c & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline d & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} \sin \left[\frac{\pi}{4} (2n+3) \right] & 0 & 0 & 0 \\ \hline f & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline h & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline \end{array} \quad \rightarrow$$

$$\begin{array}{|c|c|c|} \hline 0 & 0 & 0 \\ \hline \sqrt{2} \sin \left[\frac{\pi}{4} (2n+3) \right] & 0 & 0 \\ \hline 0 & \sqrt{2} \sin \left[\frac{\pi}{4} (2n+1) \right] & 0 \\ \hline 0 & 0 & (-i)^{n+1} \sqrt{2} \sin \left[\frac{\pi}{4} (2n+1) \right] \\ \hline \end{array} \quad (11)$$

Используя известное операторное преобразование Лапласа и дискретное преобразование Лорана для тока i_k (8) в контуре преобразования и напряжения e_g (9) на коммутирующем конденсаторе C_k , при условии $e_a = E$, $e_b < e_a$,

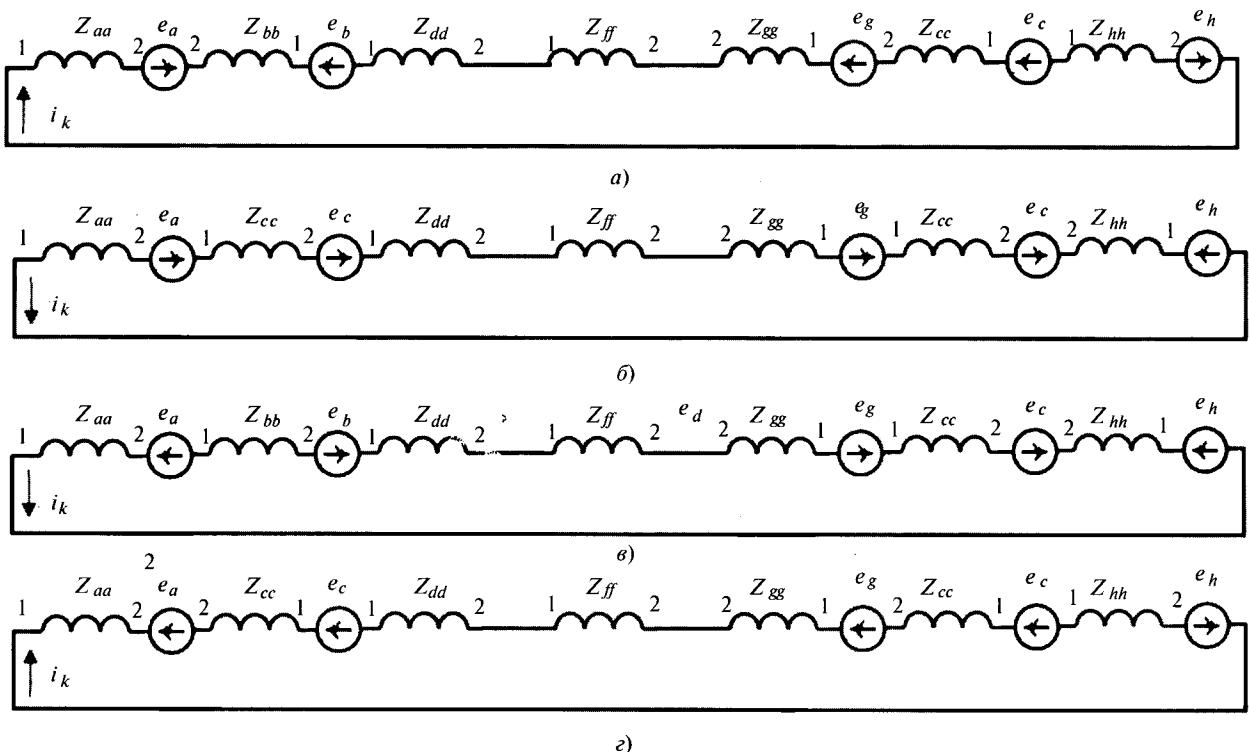


Рис. 3. Тензорная сеть преобразователя ДПРК-І-Рс: α – 1 тakt – генераторный режим ($e(t) > 0, i_k > 0$); β – 2 тakt – режим рекуперации ($e(t) > 0, i_k < 0$); γ – 3 тakt – генераторный режим ($e(t) < 0, i_k < 0$); δ – 4 тakt – режим рекуперации ($e(t) < 0, i_k > 0$)

$e_c < e_a, e_g = U_{Ck0}[n], e_h = U_{Ch0}[n]$, находим дискретные значения тока $I_{km}[n]$ и напряжений $U_{Ck0}[n], U_{Ch0}[n]$ в функции номера интервала преобразования n в виде системы взаимосвязанных уравнений

$$\begin{aligned}
 I_{km}[n+1] &= \frac{(\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi n}{2} + \frac{\pi}{4}\right)(E + (-1)^{n+1} U_{Ch0}[n]) - }{\rho \sqrt{4Q^2 - 1}} \\
 &\rightarrow \frac{-U_{Ck0}[n] 2Qe^{-\frac{\pi}{2\sqrt{4Q^2-1}}}}{;} \\
 U_{Ck0}[n+1] &= (\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi n}{2} + \frac{\pi}{4}\right)(E + (-1)^{n+1} U_{Ch0}[n]) - \\
 &- U_{Ck0}[n] \left(1 + e^{-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2-1}}}\right) + U_{Ck0}[n]; \\
 U_{Ch0}[n+1] &= (\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi n}{2} + \frac{\pi}{4}\right)(E + (-1)^{n+1} U_{Ch0}[n]) - \\
 &- U_{Ck0}[n] \left(1 + e^{-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2-1}}}\right) / K_{h,k} - \\
 &- (-1)^{n+1} \sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi n}{2} + \frac{\pi}{4}\right) U_{Ch0}[n],
 \end{aligned} \tag{12}$$

где $Q = \rho / R_{\pi}$; $\rho = \sqrt{L_k / C_k}$; R_{π} – суммарное сопротивление потерь в контуре преобразования; $K_{h,k} = C_h / C_k$ – отношение ёмкостей накопительного C_h и коммутирующего C_k конденсаторов.

На рис. 4, a, β приведены зависимости амплитудного значения тока $I_{km}[n]$ в импульсе, напряжений $U_{Ck0}[n], U_{Ch0}[n]$ в конце каждого полупериода интервала проводимости и напряжения источника питания $e[n]$ ($e_a[n]$) в функции числа интервалов проводимости n для $E = 300$ В; $Q = 4,4$; $\rho = 5,8$ Ом; $K_{h,k} = 100$; $U_{Ck0}[0] = 0$ В; $U_{Ch0}[0] = 0$ В, рассчитанные по формуле (12).

Если на интервале рекуперации выполняется условие

$$|U_{Ck0}[2n+1]| < (E + U_{Ch0}[2n+1]), \tag{13}$$

то режим рекуперации не возникает, так как обратные диоды запираются и, следовательно, ток в ДПРК прекращается. С этого момента преобразователь с ДПРК переходит в генераторный режим работы [10] и математическая модель при условии $I_{km}[4n+2] > 0$ определяется тензором переключения

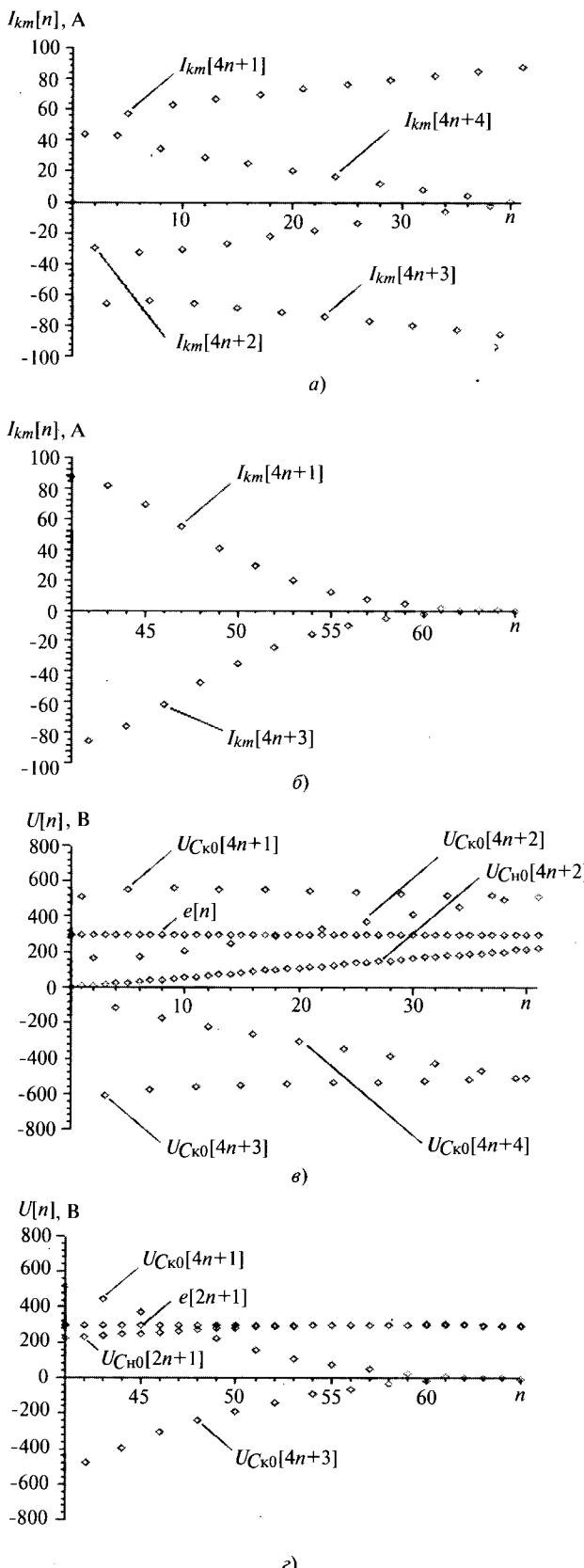


Рис. 4. Зависимости дискретных значений тока (а, б) и напряжения (в, г) при математическом моделировании: в режиме с рекуперацией (а, в); в режиме генерации (б, г)

$$\mathbf{C}_F[n] = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline a & b & c & d & f & g & h \\ \hline (-1)^n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hline c & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & (-1)^n & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (-1)^n & 0 \\ \hline g & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline h & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (-1)^{n+1} \\ \hline \end{array} \quad (14)$$

и описывается системой уравнений

$$I_{km}[n+1] = \frac{((-1)^n E - U_{Ck0}[n]) + (-1)^{n+1} U_{Ch0}[n] \times}{\rho \sqrt{4Q^2 - 1}} \times 2Qe^{-\frac{\pi}{2\sqrt{4Q^2 - 1}}};$$

$$U_{Ck0}[n+1] = \frac{((-1)^n E - U_{Ck0}[n]) + (-1)^{n+1} U_{Ch0}[n] \times}{\left(1 + e^{-\frac{\pi}{2\sqrt{4Q^2 - 1}}}\right)} + U_{Ck0}[n];$$

$$U_{Ch0}[n+1] = \frac{(-1)^n [((-1)^n E - U_{Ck0}[n]) + (-1)^{n+1} U_{Ch0}[n] \times \left(1 + e^{-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2 - 1}}}\right) / K_{H.K.} - (-1)^{n+1} U_{Ch0}[n]]}{(-1)^{n+1} U_{Ch0}[n]}.$$

Если первым выполняется условие $I_{km}[4n+4] < 0$, то все коэффициенты $(-1)^n$ и $(-1)^{n+1}$ в формулах (14) и (15) меняются местами.

На рис. 4, б, г приведены зависимости тока $I_{km}[n]$ и напряжений $U_{Ck0}[n]$, $U_{Ch0}[n]$ на завершающем этапе заряда накопительного конденсатора (генераторный режим), рассчитанные по формуле (15) для тех же параметров элементов схемы, что и для режима с рекуперацией энергии.

Адекватность моделей. Достоверность полученных математических моделей преобразователей инверторного типа с ДПРК и ёмкостной нагрузкой для режима с рекуперацией энергии проверялась с помощью известного пакета прикладных программ электронного моделирования Micro-Cap 7.0. Электронное моделирование

рование проводилось с параметрами источников питания и элементов преобразователя, приведёнными к соответствующим параметрам математических моделей: $E = 300$ В; $L_K = 300$ мГн; $C_K = 3$ мкФ; $C_H = 300$ мкФ; $R_{\Pi} = 3$ Ом. Временные зависимости тока в контуре $i_k(t)$ и напряжения $u_{CK}(t)$ на коммутирующем конденсаторе C_K приведены на рис. 5.

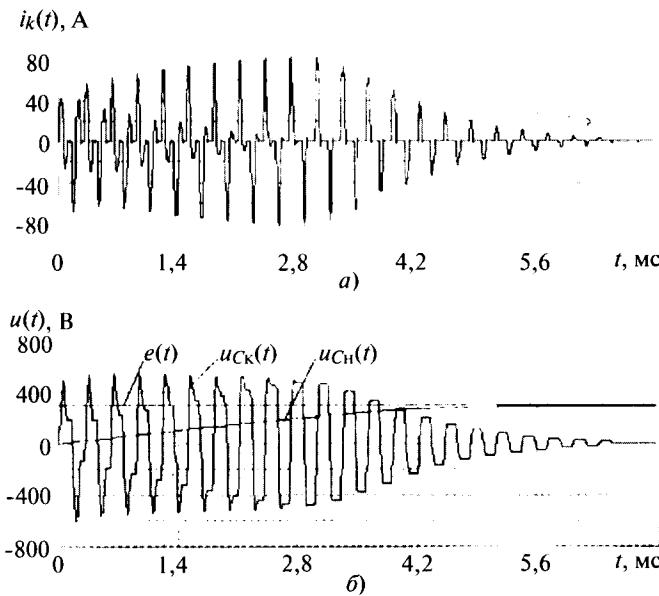


Рис. 5. Зависимости мгновенных значений тока (а) и напряжения (б) при электронном моделировании

Сравнение мгновенных значений тока и напряжения, полученных в результате электронного моделирования, с дискретными значениями тока и напряжения, рассчитанными по найденным математическим моделям (рис. 4) показывает, что математические модели адекватно описывают электромагнитные процессы в исследуемой схеме. Решетчатые функции позволяют как рассчитывать токовые нагрузки для статического режима работы, так и исследовать динамические и энергетические характеристики.

Выводы

1. Введение в метод Крона дискретного тензора переключения $C_F[n]$, являющегося функцией от номера такта преобразования электроэнергии, позволяет с одной стороны сохранить методологию параметрического и

структурного синтеза, заложенную в этом методе, а с другой стороны, непосредственно переходить от тензорных преобразований с применением операторных методов к решётчатым дискретным математическим моделям, пригодным для описания как статических, так и динамических процессов в исследуемых преобразователях.

2. Такой подход к проектированию ключевых преобразователей с использованием моделей Г. Крона в виде обобщённой машины и полиэдralной сети и методы их интерпретации (конкретизации и настройки) на конкретную систему с использованием тензора переключения $C_F[n]$, дают возможность сохранить методологическую концепцию моделей, очень важную для любой науки.

Список литературы

1. Ильин В.Н. Основы автоматизации схемотехнического проектирования. М.: Энергия, 1979.
2. Бальян Р.Х., Сиверс М.А. Тиристорные генераторы и инверторы. Л.: Энергоиздат, 1982.
3. Чети П. Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1990.
4. Чаплыгин Е.Е., Малышев Д.В. Спектральные модели автономных инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией // Электричество. 1999. №8. С. 60–66.
5. Крон Г. Исследование сложных систем по частям (диакоптика). М.: Наука, 1972.
6. Крон Г. Тензорный анализ сетей. М.: Сов. радио, 1978.
7. Шакиров М.А. Преобразования и диакоптика электрических цепей. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1980.
8. Шипилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. М.: Энергоатомиздат, 1991.
9. Фокин Ю.А., Курилко М.В., Павликов В.С. Декомпозиция в расчетах надежности сложных электроэнергетических систем // Электричество. 1999. №12. С. 2–9.
10. Петросянц В.В. Теория и методики расчета полупроводниковых преобразователей с дозирующим последовательным резонансным контуром: монография. Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2008.

Петросянц Виктор Владимирович – директор института радиоэлектроники, информатики и электротехники (ИРИЭТ) Дальневосточного ГТУ (ДВГТУ), профессор кафедры радио, телевидения и связи (РТС), канд. техн. наук. Окончил факультет радиоэлектроники и приборостроения Дальневосточного политехнического института в 1976 г. В 1984 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка, анализ и экспериментальное исследование преобразователей с дозирующим последовательным резонансным контуром и рекуперацией энергии».

УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ, РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ И ЗАЩИТЫ

Влияние работы забойных электротермических комплексов на качество электрической энергии

ЗАГРИВНЫЙ Э.А., УСТИНОВ Д.А., МАЛАРЕВ В.И., ЗЫРИН В.О.

Проведены исследования влияния работы нагревательного элемента забойного электротермического комплекса на качество электроэнергии в распределительных сетях 35 кВ при изолированном режиме нейтрали и 110 кВ при глухозаземлённом режиме нейтрали. Рассмотрены различные варианты управления мощностью, передаваемой нагревательному элементу – фазовое управление и целочисленное управление, а также свойственные этим методам управления достоинства и недостатки.

Ключевые слова: повышение нефтеотдачи, электротермический комплекс, забойные электротермические устройства, качество электрической энергии, фазовый способ управления, целочисленный способ управления.

В условиях спада добычи на истощившихся месторождениях в Западной Сибири особую важность в настоящее время приобретает рациональное освоение широко распространённых залежей тяжёлых высоковязких нефтей (ВВН), разведанные запасы которых достигают 700 млрд.т. Крупнейшие из них находятся в Канаде (около 300 млрд.т), в Венесуэле (около 200 млрд.т), в США (около 25 млрд.т), в Российской Федерации (около 9 млрд.т). В Северо-Западном регионе РФ доля разведанных запасов тяжёлых нефтей составляет более 50%. В естественном режиме эксплуатации скважин нефтеотдача составляет 6–15%.

Безальтернативными методами повышения нефтеотдачи пластов отечественными и зарубежными специалистами признаны термические воздействия на продуктивные пластины ВВН. Однако в России добыча ВВН с применением термических методов преимущественно ведётся на двух месторождениях – Усинском (Республика Коми) и Гремихинском (Удмуртская Республика).

К недостаткам современных термических методов добычи ВВН можно отнести высокие

Carried out research about downhole's electrothermal complex heating element impact on quality of electrical energy in distributing circuit in case of insulated neutral 35 kV or dead-grounded neutral 110 kV. Is viewed different ways of transmission capacity to heating element – phasing handling and integral handling, its advantages and disadvantages.

Key words: oil recovery enhance, electrothermal complex, downhole electrothermal setup, quality of electrical energy, phasing handling, integral handling.

материо- и капиталоёмкость теплоэнергетического оборудования, потери теплоты в распределительной трубопроводной системе и в скважине, а также снижение эффективности процесса из-за сжигания части добытой нефти или газа в парогенераторах и значительное ухудшение экологической обстановки в районах нефтедобычи.

Одним из перспективных направлений развития термических методов добычи является разработка забойных электротеплогенераторов. Основное преимущество современных скважинных электродных нагревателей (СЭН) проявляется в одновременном наложении эффектов гидродинамического и термодинамического воздействия, при этом тепло в нефтепластовой среде оказывает влияние на все её компоненты и радикально изменяет связи и фильтрационные условия, что выражается в уменьшении вязкости нефти, увеличении её подвижности, ослаблении структурно-механических свойств, улучшении условий для капиллярной пропитки и, как следствие, увеличении коэффициента вытеснения и конечной нефтеотдачи. Разрабатываемые забойные электротермические устройства обладают относи-

тельно малыми метало- и капиталоёмкостями, позволяют создать эффективные экологически безопасные и ресурсосберегающие технологии добычи ВВН.

В [1–3] рассмотрен электротермический комплекс на основе скважинного электродного нагревателя, предназначенный для теплового воздействия на продуктивный пласт высоковязкой нефти, который позволяет выполнять технологические операции по паротепловому, импульсно-дозированному тепловому и термогидродинамическому воздействиям на призабойную зону пласта. Режим паротеплового воздействия реализуется при заданных расходах тепловой энергии и котловой воды, которые обеспечивают определённое количество пара в зоне продуктивного пласта. Режим импульсно-теплового воздействия обеспечивается чередующимися импульсами паротеплового воздействия и подачей котловой воды с увеличенными часовыми расходами.

Скважинный электродный нагреватель получает питание от однофазного источника переменного напряжения. Система управления процессом термического воздействия предполагает регулирование тока скважинного нагревателя с помощью однофазного тиристорного регулятора. Мощность регулируемых электродных нагревателей может достигать 100 – 1000 кВт. Общая доля регулируемой нагрузки

в электротермическом комплексе по добыче ВВН достигает 1–10 МВт. Поэтому возникает необходимость рассмотреть влияние работы забойных электротермических комплексов на качество электроэнергии в сетях с изолированной и глухозаземлённой нейтралью.

На рис. 1 показана блок-схема электротермического комплекса, реализующая режимы работы системы электроснабжения нагревательного элемента в системе проведения математических расчетов MatLAB, пакет SimuLink. Данная модель позволяет реализовать фазовый и целочисленный способы управления мощностью нагревательного элемента при различных вариациях характера нагрузки и различных режимах заземления нейтрали. Модель также позволяет получить спектральный состав кривых напряжения и тока в любой части распределительной сети.

Фазовый способ управления обладает следующими преимуществами: применимость к любым типам нагрузки, плавность и непрерывность выходного сигнала; минимальное отклонение температуры в комплекте с ПИД-регулятором. К его недостаткам можно отнести высокую стоимость и генерацию помех при переключении.

Для целочисленного способа управления током характерны низкая стоимость аппаратуры управления, простая структура управления,

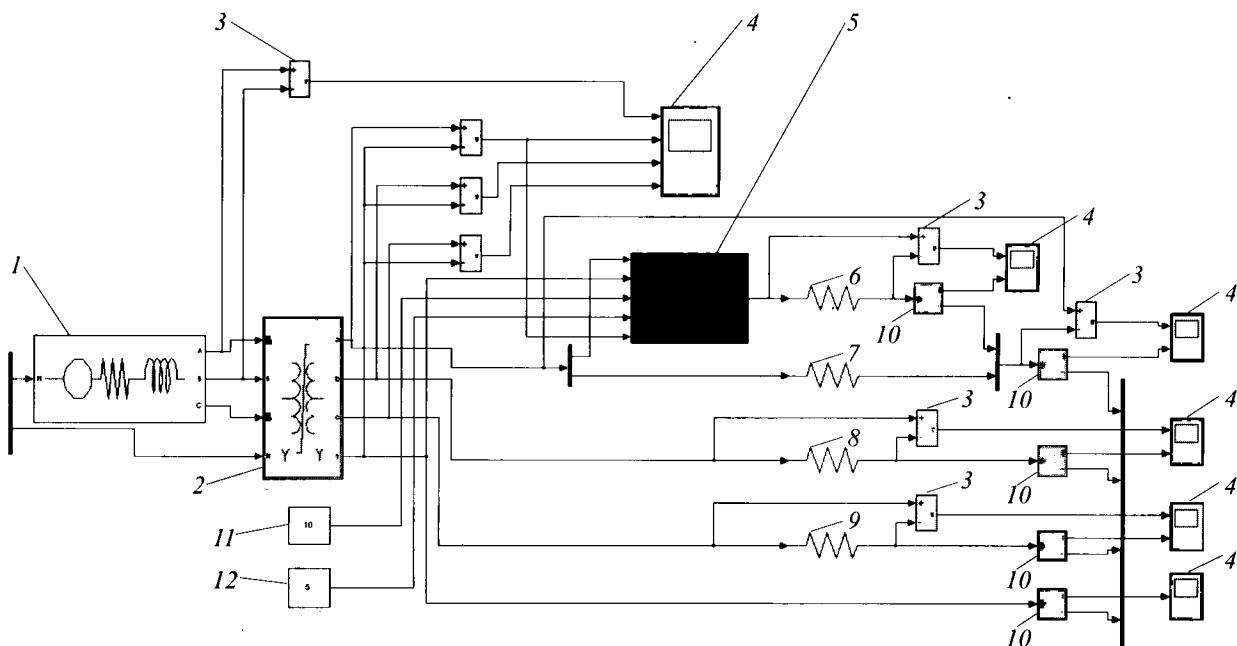


Рис. 1. Блок-схема электротермического комплекса: 1 – система электроснабжения; 2 – трёхфазный трансформатор; 3 – вольтметр; 4 – осциллограф; 5 – система регулирования нагрузки; 6 – блок регулируемой нагрузки фазы A; 7 – блок нерегулируемой нагрузки фазы A; 8 – блок нерегулируемой нагрузки фазы B; 9 – блок нерегулируемой нагрузки фазы C; 10 – амперметр; 11 – блок задания целого числа циклов M; 12 – блок задания циклов проводимости N

отсутствие помех, создающихся 3-й гармоникой при включении [4]. К его недостаткам можно отнести значительные разрывы в выходном сигнале, нестабильность мощности для потребителей с низкой нагрузкой, возможность применения только для потребителей с постоянной резистивной нагрузкой. Полный период целочисленного управления включает в себя N циклов проводимости (количество периодов напряжения питания за время прохождения тока через нагревательный элемент) в рамках целого числа циклов (количество периодов напряжения питания в полном цикле регулирования) M . Средняя мощность, подводимая к нагрузке, регулируется соотношением N/M . В качестве основы для проведения анализа Фурье (гармонического анализа) период повторяемости формы кривой тока или напряжения необходимо принять равным $M \cdot f$, где f – это частота напряжения питания. На рис. 2 показан ток нагревательного элемента при целочисленном управлении и $N=2$, $M=3$. В данном случае выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 67\%$.

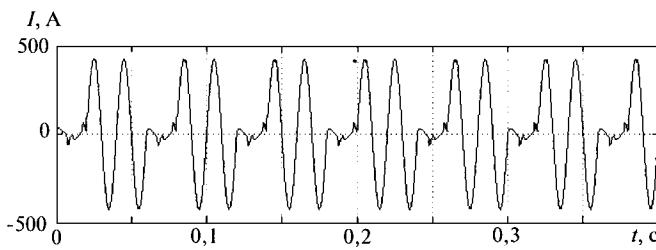


Рис. 2. Ток нагревательного элемента при целочисленном управлении, $N = 2$, $M = 3$

Данный тип управления является источником появления субгармоник и промежуточных гармоник, однако не является источником высших гармоник основной составляющей сигнала [5].

Рассмотрим влияние работы нагревательного элемента на качество электроэнергии в распределительных сетях 35 кВ при изолированном режиме нейтрали и 110 кВ при глухозаземлённой нейтрали. Нагрузка P во вторичной цепи трансформатора составляет 4 МВт в каждой фазе. Регулирование нагрузки производится фазовым и целочисленным способами только в фазе A , при этом регулируемая нагрузка в этой фазе: 1 МВт (25% нагрузки), 2 МВт (50% нагрузки), 3 МВт (75% нагрузки) и 4 МВт (100% нагрузки). При фазовом управлении углы управления α : 18° (90% выходного напряжения), 45° (75% выходного напряжения), 90° (50% выходного напряжения) и 135° (25% вы-

ходного напряжения). При целочисленном управлении: $M=10$ и $N=9$ (90% выходного напряжения); $M=10$ и $N=7$ (70% выходного напряжения); $M=10$ и $N=5$ (50% выходного напряжения) и $M=10$ и $N=2$ (20% выходного напряжения).

В табл. 1 приведены значения гармонических составляющих линейного напряжения U_{AB} на стороне 35 кВ при регулируемой части нагрузки 100% при изолированном режиме нейтрали.

Таблица 1

Напряжение, % выходного	Гармоническая составляющая, %				
	1	3	5	7	9
90	100	0,93	1,37	1,62	1,70
75	100	3,65	4,05	3,03	2,15
50	100	5,34	3,78	3,15	2,58
25	100	5,24	2,74	2,13	2,89

При целочисленном управлении, при регулируемой части нагрузки 25% и 50%, при различных значениях выходного напряжения, отсутствуют гармонические составляющие линейного напряжения U_{AB} на стороне 35 кВ, кратные 50 (кроме основной), однако присутствуют нечётные субгармонические составляющие на частотах, кратных 5. Их значения не превышают 0,9% основной частоты. При увеличении доли регулируемой части нагрузки в фазе при целочисленном способе управления на высшей стороне трансформатора появляются нечётные гармоники, кратные 50. На рис. 3 показан спектральный состав линейного напряжения U_{AB} на стороне 35 кВ при целочисленном управлении при регулируемой части нагрузки 100%, $M=10$ и $N=2$.

Из спектрограммы на рис. 3 видно, что нечётные гармонические составляющие, крат-

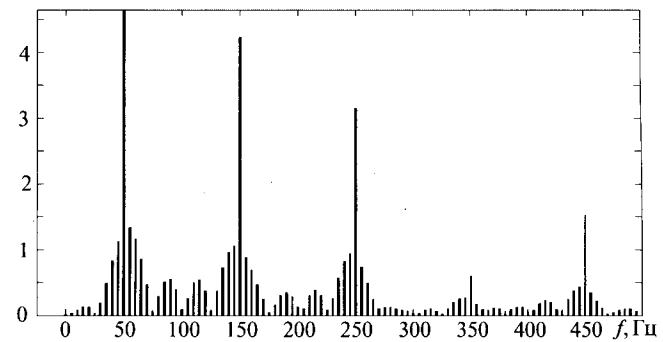


Рис. 3. Спектральный состав линейного напряжения U_{AB} на стороне 35 кВ при целочисленном управлении при регулируемой части нагрузки 100%, $M=10$ и $N=2$

ных 50, достигают: для 3-й (150 Гц) гармоники выше 4%, для 5-й (250 Гц) – около 3%, для 7-й (350 Гц) – около 0,5%. Кроме этих гармонических составляющих в спектральном составе присутствуют нечётные субгармонические составляющие, кратные 5 на всём представленном диапазоне частот. Это можно объяснить тем, что при использовании изолированного режима нейтрали на высокой стороне питающего трансформатора, при регулировании большой нагрузки в одной фазе *A* (75%, 100%), в нерегулируемых фазах *B* и *C* происходят скачки напряжения. Использование модели трансформатора с учётом сопротивлений обмоток и насыщения в магнитопроводе, а также трёхфазного источника электроэнергии, обладающего внутренним сопротивлением, привело к искажению напряжения на высокой стороне и появлению нечётных гармонических составляющих, кратных 50.

При применении глухозаземлённого режима нейтрали на высшей стороне питающего трансформатора и фазовом управлении амплитуды гармонических составляющих меньше, чем соответствующие амплитуды гармонических составляющих при применении изолированного режима нейтрали на высшей стороне питающего трансформатора (табл. 2).

Таблица 2

Напряжение, % выходного	Гармоническая составляющая, %				
	1	3	5	7	9
90	100	0,62	1,91	1,08	1,13
75	100	2,43	2,69	2,00	1,42
50	100	4,13	2,19	2,84	2,01
25	100	1,70	2,14	1,94	1,38

При использовании на высокой стороне глухозаземлённого режима нейтрали, $U_{AB} = 110$ кВ, целочисленном управлении и регулировании большой нагрузки в одной фазе *A* (75%, 100%), в нерегулируемых фазах *B* и *C* скачки напряжения будут отсутствовать. Изменение напряжения в регулируемой фазе будет скомпенсировано благодаря применяемому режиму нейтрали. Спектральный состав линейного напряжения для случая, аналогичного режиму, показанному на рис. 3, для режима глухозаземлённой нейтрали, показан на рис. 4.

Из спектрограммы на рис. 4 видно, что при использовании глухозаземлённого режима нейтрали на высшей стороне питающего трансформатора и целочисленном регулирова-

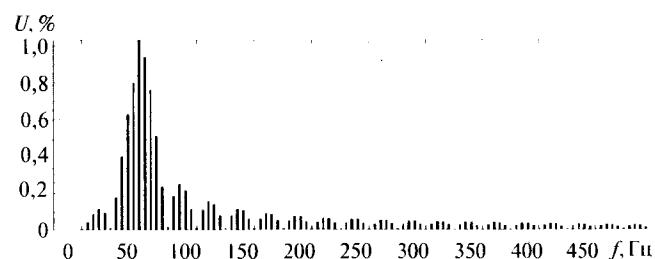


Рис. 4. Спектральный состав линейного напряжения U_{AB} на стороне 110 кВ при целочисленном управлении и регулируемой части нагрузки 100%, $M = 10$ и $N = 2$

нии в спектральном составе линейного напряжения присутствуют только нечётные субгармонические составляющие, кратные 5.

Таким образом, полученные результаты исследования влияния работы забойных электротермических комплексов на качество электроэнергии в сетях с изолированной и глухозаземлённой нейтралью позволяют сделать следующие выводы:

– фазовое управление может быть наиболее эффективно использовано в сетях с глухозаземлённой нейтралью, так как амплитуды гармонических составляющих меньше, чем в случае с изолированной нейтралью;

– целочисленное управление может эффективно применяться в сетях с изолированной нейтралью, если регулируемая нагрузка не превышает 50%, и в сетях с глухозаземлённой нейтралью при любой регулируемой нагрузке.

Список литературы

1. Загривный Э.А., Козярук А.Е., Батаев С.Н. Электротермический комплекс на основе скважинного электродного нагревателя мощностью более 500 кВт для теплового воздействия на продуктивный пласт высоковязкой нефти // Электротехника. 2003. № 5.
2. Загривный Э.А., Маларев В.И., Мельникова Е.Е. Электротермическое воздействие на продуктивный пласт высоковязкой нефти с помощью комбинированного забойного теплогенератора // Материалы конференции «Наука и новейшие технологии при поисках, разведке и разработке месторождений полезных ископаемых». М., 2008.
3. Загривный Э.А., Козярук А.Е., Маларев В.И., Мельникова Е.Е. Перспективы использования забойных электротермических комплексов для повышения нефтеотдачи пластов с высоковязкой нефтью // Электротехника. 2010. № 1.
4. Збигнев Ханзелка, Анжей Бьень. Управление целочисленными периодами тиристорных переключателей // Энергосбережение. 2005. № 6.
5. Шахматов С.П. Низкочастотные помехи: качество напряжения тоже можно измерить // Силовая электроника. 2004. № 4.

Загривный Эдуард Анатольевич – профессор кафедры «Электротехники и электромеханики» Санкт-Петербургского государственного горного института (ТУ) доктор техн. наук, проф. Окончил СПГГИ по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок» в 1963 г. Кандидатскую диссертацию защитил в 1974 г., докторскую в 1996 г.

Устинов Денис Анатольевич – доцент кафедры «Электротехники и электромеханики» Санкт-Петербургского государственного горного института (ТУ), канд. техн. наук, доц. Окончил СПГГИ (ТУ) по специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» в 2000 г. Защитил диссертацию в 2003 г.

Маларев Вадим Игоревич – доцент кафедры «Электротехники и электромеханики» Санкт-Петербургского государственного горного института (ТУ), канд.

техн. наук. Окончил ЛИТМО по специальности «Теплофизика» в 1974 г. Защитил диссертацию в 1994 г.

Зырин Вячеслав Олегович – аспирант кафедры «Электротехники и электромеханики» Санкт-Петербургского государственного горного института (ТУ). Окончил СПГГИ (ТУ) по специальности «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» в 2005 г.

Способ обнаружения гололёдно-изморозевых отложений на проводах линий электропередачи локационным зондированием

**МИНУЛЛИН Р.Г., МУСТАФИН Р.Г., ПИСКОВАЦКИЙ Ю.В.,
ВЕДЕРНИКОВ С.Г., ЛАВРЕНТЬЕВ И.С.**

Приведены экспериментальные данные по обнаружению гололёдных отложений на проводах линии электропередачи локационным способом по увеличению запаздывания и уменьшению амплитуды отражённых импульсных сигналов.

Ключевые слова: линии электропередачи, гололёдно-изморозевые отложения, локационный метод.

Experimental data on detection coating of ice on transmission line wires by location method on increase in delay and amplitude contraction of the reflected impulse signals are circumscribed.

Key words: transmission lines, glaze-ice and rime deposition, location method.

Локационный метод зондирования заключается в подаче импульсного сигнала в контролируемую линию и определении суммарного времени, затраченного на его распространение вдоль провода в прямом и обратном направлениях после отражения от конца линии электропередачи (ЛЭП) либо от заградительного фильтра, находящегося на конце линии [1, 2]. Метод позволяет определить появление гололёдных образований на проводах ЛЭП путём сравнения времени распространения отражённых сигналов или их амплитуд при наличии и при отсутствии гололёдных образований [1, 2].

Гололёдные образования на проводах представляют собой неоднородный диэлектрик, который уменьшает скорость распространения сигнала вдоль линии и вызывает его дополнительное затухание. Затухание обусловлено диэлектрическими потерями энергии электромагнитной волны, которая расходуется на нагрев слоя гололёдного покрытия.

Таким образом, существуют два параметра, по изменению которых можно судить о наличии гололёдных образований на проводах, – снижение скорости и появление затухания

передаваемого сигнала. Поэтому различают два варианта обнаружения гололёда локационным зондированием:

1) по появлению дополнительной задержки отражённого сигнала $\Delta t = t_{\text{гол}} - t_0$, где t_0 и $t_{\text{гол}}$ – время распространения отражённых от конца импульсов при отсутствии и при наличии гололёдных отложений соответственно;

2) по появлению дополнительного уменьшения амплитуды этого сигнала $\Delta U = U_{\text{гол}} - U_0$, где U_0 и $U_{\text{гол}}$ – амплитуды импульсов, отражённых от конца линии при отсутствии и при наличии гололёдных отложений соответственно.

Эти варианты локационного обнаружения гололёда осуществляются различными способами.

В нашем случае локационный способ обнаружения гололёдно-изморозевых отложений на проводах ЛЭП реализован с помощью цифрового осциллографа Signal 6501-USB, выполняющего функции рефлектометра. Встроенный в него генератор является источником зондирующих импульсов, которые поступают на усилитель для увеличения амплитуды вы-

ходных импульсных сигналов в диапазоне 5–48 В с полосой пропускания до 10 МГц. Устройство имеет программное обеспечение, которое позволяет автоматизировать процесс контроля за образованием гололёдных отложений на ЛЭП.

Принцип работы программного обеспечения заключается в вычитании эталонной рефлексограммы, снятой при отсутствии гололёда, из текущей рефлексограммы, снятой при появлении гололёда. Когда образуется гололёд, то на фоне шумовых и помеховых сигналов появляются разностные сигналы из-за неодинаковости анализируемых рефлексограмм. Разностные сигналы будут тем больше, чем больше будет масса гололёдных отложений на проводах электролиний. На основе этих данных можно будет принимать решение о начале плавки гололёда.

С 29 ноября по 4 декабря 2009 г. осуществлялся непрерывный круглосуточный локационный мониторинг ЛЭП 110 кВ длиной 10 800 м между подстанциями «№ 14» и «Бугульма-500» (рис. 1, а) с целью обнаружения гололёдных образований. Зондирование осуществлялось с часовой периодичностью.

На рис. 1, б приведён пример регистрации рефлексограмм при зондировании ЛЭП во время отсутствия гололёда на проводах и во

время появления гололёда. Разность этих рефлексограмм представлена на рис. 1, в, где в конце линии в точке Б виден чёткий и явно обнаруживаемый разностный сигнал, обусловленный появлением гололёда на проводах линии электропередачи.

На рис. 2 представлены результаты измерений в течении 6 сут дополнительного запаздывания $\Delta t = t_{\text{гол}} - t_0$, а на рис. 3 – дополнительного уменьшения амплитуды $\Delta U = U_{\text{гол}} - U_0$ отражённого импульса под влиянием образовавшихся гололёдных отложений. Как видно из рис. 2, средний уровень Δt , соответствующий отсутствию гололёда, равен примерно 0,05 мкс, доверительные интервалы для нормального распределения отклонений Δt при критерии 3σ (вероятность 0,997) равны $\pm 0,05$ мкс. Любое значение Δt , превысившее границы доверительного интервала, считается сигналом о появлении гололёдных отложений.

Изменения Δt на рис. 2 во время мониторинга гололёда можно интерпретировать следующим образом. 30 ноября 2009 г. в 8 ч на проводах ЛЭП начала образовываться изморозь, масса которой достигла максимума в 16 ч. Затем масса изморози стала убывать и в 23 ч 30 ноября 2009 г. изморозь полностью исчезла.

2 декабря 2009 г. в 18 ч на проводах ЛЭП началось образование гололёда и его масса по-

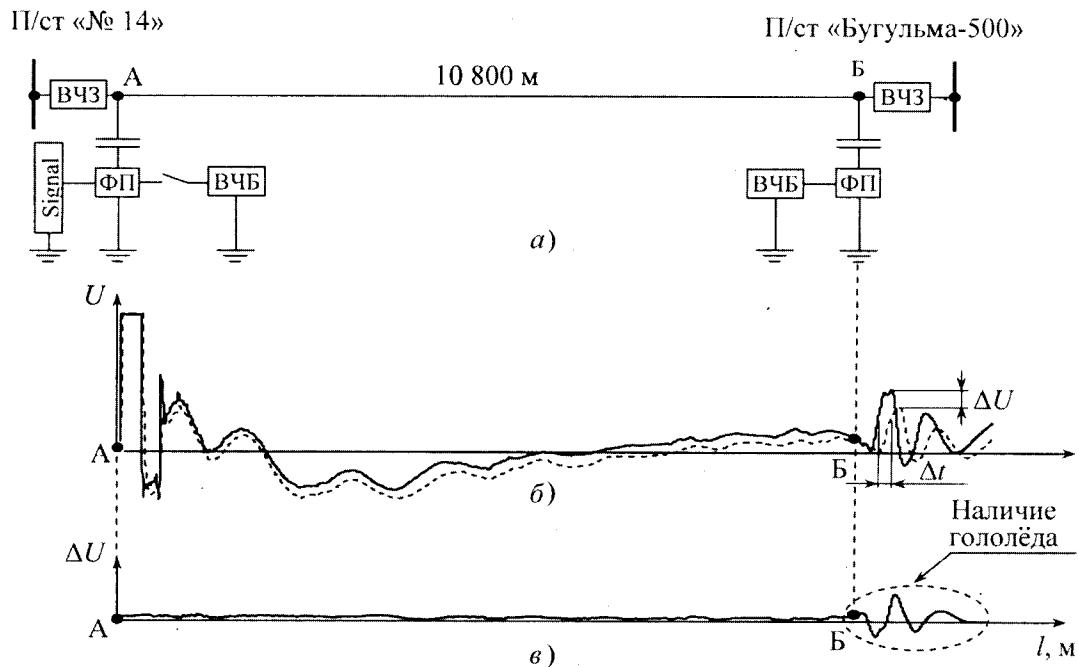


Рис. 1. Режим обнаружения гололёда на воздушной линии 110 кВ длиной 10 800 м между подстанциями «№ 14» и «Бугульма-500»: а – схема линии; б – рефлексограммы линии без гололёда (—) и при наличии гололёда (— —); в – разность рефлексограмм линии без гололёда и при наличии гололёда с колебаниями сигнала в точке Б, обусловленными наличием гололёдной мушки [04.12.2009]

степенно росла, максимальная масса гололёда наблюдалась 4 декабря 2009 г. в 8 ч. Затем аппаратура, к сожалению, была выключена.

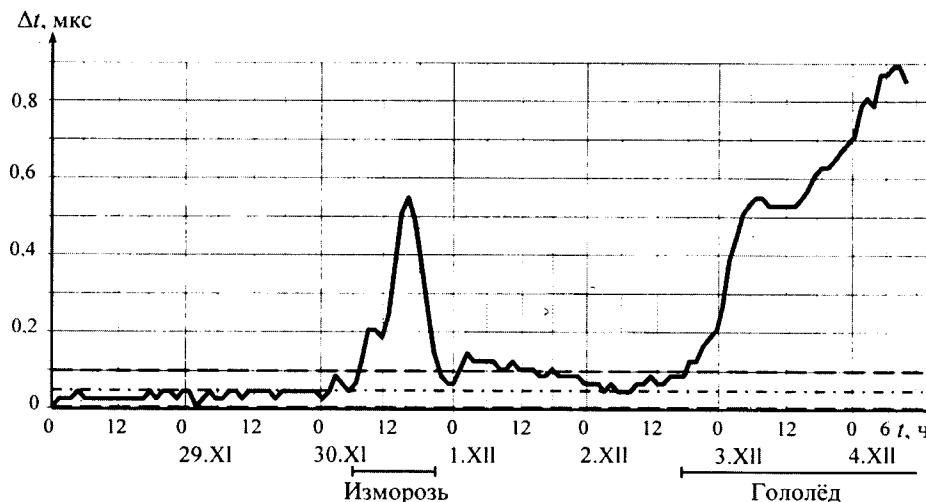


Рис. 2. Обнаружение гололёдно-изморозевых отложений по запаздыванию отражённого импульса от эталонного на воздушной линии 110 кВ длиной 10 800 м между подстанциями № 14 и «Бугульма-500» в зависимости от времени наблюдений [29.11–4.12 2009]

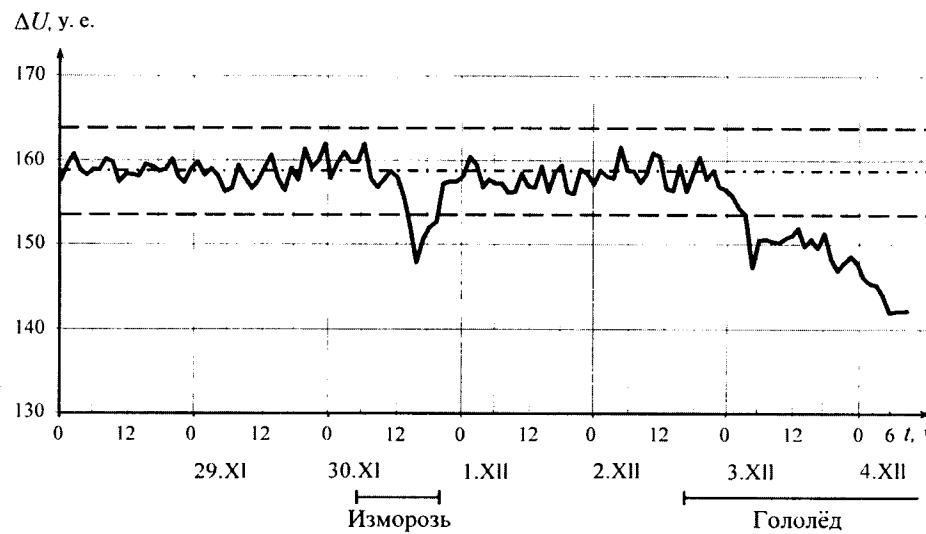


Рис. 3. Обнаружение гололёдно-изморозевых отложений по уменьшению амплитуды отражённого импульса на воздушной линии 110 кВ длиной 10 800 м между подстанциями № 14 и «Бугульма-500» в зависимости от времени наблюдений [29.11–4.12 2009]

Изменение ΔU во время мониторинга гололёда показано на рис. 3. При отсутствии гололёда среднее значение $\Delta U=158$ условным единицам. Доверительные интервалы для нормального распределения отклонений ΔU по критерию 3σ равняются ± 12 условным единицам. Необходимость использования доверительных интервалов обусловлена наличием помех, которые суммируются с отражённым импульсом, вызывая случайные флюктуации его амплитуды. Признаком появления гололёда является выход текущего значения ΔU за пределы доверительного интервала. На рис. 2, 3 видно как синхронно с изменением Δt изменяется

нняется ΔU , характеризуя появление и исчезновение гололёдных отложений на проводах линии электропередачи.

На рис. 2, 3 хорошо видна динамика увеличения гололёдной массы, начиная с 18 ч 2 декабря 2009 г., в течение 38 ч. Однако масса гололёда на проводах ЛЭП в этом интервале времени не достигла критического значения и плавка гололёда не потребовалась. По данным Гидрометцентра толщина гололёдной муфты была в пределах 1–2 мм, т.е. менее нормативного значения (15 мм). Сравнение рис. 2 и 3 показывает, что способ обнаружения гололёда по увеличению запаздывания импульсных сигналов со временем $\Delta t(t)$ более чувствителен, чем способ обнаружения по уменьшению амплитуды этих сигналов $\Delta U(t)$.

Таким образом, приведённые примеры убедительно характеризуют возможности локационного метода обнаружения гололёдных отложений на проводах ЛЭП и подтверждают его высокую чувствительность, обеспечивающую раннее обнаружение гололёда. Локационный метод позволяет надёжно следить за динамикой обледенения проводов и чётко определять по времени начало необходимости плавки гололёдных отложений. Метод даёт возможность плавки гололёда и определить момент его прекращения при исчезновении опасности разрушения линии и обрыва проводов. Оптимизация режима плавки гололёда будет способствовать энергосбережению и экономии значительных финансовых средств, так как плавка гололёда требует больших энергетических затрат.

Авторы выражают благодарность ректору КГЭУ Петрученко Ю.Я., генеральному директору ОАО «Татэнерго» Фардиеву И.Ш. и специалистам Бугульминских электрических сетей ОАО «Татэнерго» за помощь в организации измерений, а также ассистентам КГЭУ Лукину Э.И. и Хакимзянову Э.Ф. за помощь при выполнении измерений и их обработке.

Работа выполнена на средства НИОКР ОАО «Татэнерго» по договору за 2008–2010 гг.

Список литературы

1. Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш. Локационная диагностика воздушных линий электропередачи. Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2008.

2. Пат. № 2287883. Способ обнаружения появления гололеда на проводах линии электропередачи / Р.Г.Минуллин, И.Ш.Фардиев, Ю.Я.Петрушенко и др. Приоритет 15.04.05.

Минуллин Ренат Гизатуллович – профессор кафедры релейной защиты и автоматизации электроэнергетических систем (РЗАЭС) Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ), доктор техн. наук. Окончил радиотехнический факультет Казанского авиационного института в

1959 г. Защитил докторскую диссертацию по теме «Прогностическая радиофизическая модель среднеширотного спорадического слоя Е» в ИЗМИР АН в 1989 г.

Мустафин Рамил Гамилович – доцент кафедры РЗАЭС КГЭУ, канд. техн. наук. Окончил физический факультет Казанского ГУ в 1979 г. Защитил диссертацию по теме «Высокотемпературные сверхпроводники с электронным типом проводимости» в 1995 г.

Писковацик Юрий Валерьевич – ассистент кафедры РЗАЭС КГЭУ. Окончил электроэнергетический факультет КГЭУ в 2007 г.

Веденников Сергей Геннадьевич – магистрант кафедры РЗАЭС КГЭУ.

Лаврентьев Илья Сергеевич – магистрант кафедры РЗАЭС КГЭУ.

Снижение сетевых потерь мощности в трёхпроводной сети переменного напряжения посредством симметрирования сетевых фазных токов активным фильтром

ВОЛКОВ А.В., ВОЛКОВ В.А.

С применением метода обобщённых векторов получены аналитические расчётные зависимости и выполнена количественная оценка для снижения нагрузочной составляющей сетевых потерь мощности в трёхпроводной сети переменного напряжения, достигаемого посредством симметрирования сетевых фазных токов с использованием силового активного фильтра.

Ключевые слова: трёхпроводная сеть, переменное напряжение, потери, фазные токи, активный фильтр.

Из-за происходящего удорожания электроэнергии в настоящее время во всём мире уделяется большое внимание её сбережению, в том числе при передаче (транспортировке) электроэнергии к разнообразным электропотребителям, выполненным в виде различных (активных, реактивных или активно-реактивных, линейных или нелинейных, симметричных или несимметричных) нагрузок. Наиболее эффективными путями снижения потерь электроэнергии при её транспортировке в трёхпроводных сетях переменного напряжения (ТСПН), как известно, являются: во-первых, компенсация (посредством батареи конденсаторов, синхронного электромашинного или тиристорного компенсатора, резонансных фильтров высших гармоник или активного

Analytic calculated dependences were received with the help of generalized vector method. Quantitative assessment of reduction load component of capacity net losses in the three-wire electric grid of alternating voltage, reached by means of balancing of grid phase current, was carried out with using of power active filter.

Key words: three-wire electric grid, alternating voltage, losses, phase current, active filter.

фильтра) реактивной мощности (РМ) и мощности искажения (МИ), потребляемых электропотребителями из ТСПН [1], во-вторых, симметрирование сетевых фазных токов (СФТ) [2]. Рассмотренные в [2] существующие подходы к симметрированию СФТ для трёхпроводной (не содержащей нулевого провода) сети основаны на следующих способах: подключения к недогруженным фазам нагрузки дополнительных резисторов (что приводит к дополнительным потерям электроэнергии); на использовании системы добавочных ЭДС (что сложно и дорого в реализации) или на подключении параллельно нагрузке поперечных фильтров (состоящих из параллельно соединённых между фазами сети конденсаторов и реакторов) и др. Все эти способы на практи-

ке оказываются малоэффективными, так как не обеспечивают высокой точности симметрирования СФТ при варьировании в процессе эксплуатации степени асимметрии фазных токов несимметричных трёхфазных нагрузок (НТН).

С появлением в последние годы силовых активных фильтров (АФ) и освоением их промышленного выпуска (фирмами ABB, «ABS Holdings», «Danfoss», «Nokian Capacitors» и др.) стало возможным при использовании данных АФ одновременно осуществлять как точную и быстродействующую компенсацию РМ и МИ трёхфазных нагрузок (при поддержании значения сетевого коэффициента мощности на уровне 0,98–0,99 и выше) [3–5], так и симметрировать СФТ в ТСПН [6, 7]. Однако в значительной степени практическое внедрение указанных АФ сдерживается из-за недостаточности существующих исследований энергоэффективности их применения. В частности, в известной научно-технической литературе, несмотря на актуальность и востребованность практикой, недостаточно результатов исследования энергосбережения, достигаемого в ТСПН посредством осуществления симметрирования СФТ с использованием АФ.

Предложенная статья посвящена количественной оценке влияния на сетевые потери мощности (СПМ) непосредственно симметрирования сетевых фазных токов в трёхпроводной сети, достигаемого с помощью симметрирующего устройства (СУ), созданного на основе АФ.

При анализе принимаем следующие допущения:

1. Полная (идеальная) компенсация посредством СУ реактивной и искажающей мощностей, потребляемых трёхфазными нагрузками из ТСПН (что достаточно точно выполняется на практике для СУ, созданного на основе АФ). Это допущение позволяет упростить проведение анализа путём представления исследуемых НТН линейными активными нагрузками R_1 , R_2 , R_3 и с учётом этого количественно оценить непосредственное (без воздействия РМ и МИ) влияние асимметрии СФТ на СПМ в ТСПН.

2. Равенство действующих значений E_{A_d} , E_{B_d} и E_{C_d} , синусоидальность формы и симметрии (равенство амплитуд и фазовый сдвиг между собой $\pm 120^\circ$) текущих сетевых фазных ЭДС e_A , e_B , e_C сети, которые присутствуют на вторичных обмотках сетевого трансформа-

тора (СТ) в режиме ХХ последнего (т.е. при токах вторичных обмоток, равных нулю) и рассчитываются из соотношений:

$$e_A = u_{1A} / k_{tr}; \quad e_B = u_{1B} / k_{tr}; \quad e_C = u_{1C} / k_{tr}; \quad (1)$$

$$E_{A_d} = E_{B_d} = E_{C_d} = E_{\Phi, d} = U_{1_d} / k_{tr} = \text{const},$$

где u_{1A} , u_{1B} , u_{1C} – текущие фазные значения напряжений первичной обмотки (соединённой в «звезду») трёхфазного СТ; U_{1_d} и k_{tr} – соответственно действующее фазное значение напряжения первичной обмотки и коэффициент трансформации СТ (у которого вторичные обмотки полагаем соединёнными в «звезду»).

3. Для всех трёх фаз ТСПН результирующие значения активного R_Φ , реактивного X_Φ и полного Z_Φ сопротивлений равны

$$Z_\Phi = R_\Phi + jX_\Phi = (r_k / k_{tr}^2 + r_l) + j(x_k / k_{tr}^2 + x_l),$$

где r_k / k_{tr}^2 и x_k / k_{tr}^2 – соответственно фазные активное и индуктивное сопротивления КЗ СТ, приведённые к вторичной обмотке [8]; r_l и x_l – соответственно фазные активное и индуктивное сопротивления кабельной линии ТСПН.

4. Отсутствие протекания в фазных проводах ТСПН высокочастотных составляющих токов. На практике это условие близко выполняется для СУ, созданного на основе АФ, когда дополнительно установлен сглаживающий фильтр (СФ), препятствующий поступлению высокочастотных составляющих тока (возникающих при работе данного СУ) в ТСПН.

5. Под СПМ понимаем переменную (нагрузочную) составляющую этих потерь, т.е. не учитываем постоянную составляющую ХХ потерь мощности силового трансформатора, поскольку она практически не зависит от токовой нагрузки трансформатора [8] и остаётся при неизменном значении напряжения ($U_{1_d} = \text{const}$) на первичной обмотке СТ с учётом (1) также неизменной.

6. От рассматриваемого СТ питается только одна линейная активная НТН R_1 , R_2 и R_3 , что на практике всегда справедливо, если под данной нагрузкой понимать суммарную (эквивалентную всем подключённым к этому СТ электропотребителям) трёхфазную линейную активную нагрузку.

Пятое и шестое допущения позволяют упростить последующий расчёт СПМ, исключив расчёты постоянной и высокочастотных составляющих СПМ (практически не оказывающих влияния на сетевые потери мощности, вызванные асимметрией СФТ).

С учётом изложенного средняя (за период сетевого напряжения) потребляемая мощность рассматриваемой НТН

$$P_{\text{H}} = R_1 I_{A\text{н.д.}}^2 + R_2 I_{B\text{н.д.}}^2 + R_3 I_{C\text{н.д.}}^2, \quad (2)$$

а средние сетевые потери мощности для ТСПН

$$\Delta P = R_{\Phi} (I_{A\text{д.}}^2 + I_{B\text{д.}}^2 + I_{C\text{д.}}^2). \quad (3)$$

В (2) и (3): $I_{A\text{н.д.}}$, $I_{B\text{н.д.}}$ и $I_{C\text{н.д.}}$ – действующие значения токов трёхфазных нагрузок R_1 , R_2 и R_3 соответственно; $I_{A\text{д.}}$, $I_{B\text{д.}}$, $I_{C\text{д.}}$ – действующие значения сетевых фазных токов (соответственно фаз A , B и C), причём при отсутствии симметрирующего устройства $I_{A\text{д.}}$, $I_{B\text{д.}}$, $I_{C\text{д.}}$ текущих СФТ, очевидно, равны $I_{A\text{н.д.}}$, $I_{B\text{н.д.}}$ и $I_{C\text{н.д.}}$ соответствующих фазных токов нагрузок R_1 , R_2 и R_3 , $I_{A\text{д.}} = I_{A\text{н.д.}}$; $I_{B\text{д.}} = I_{B\text{н.д.}}$; $I_{C\text{д.}} = I_{C\text{н.д.}}$, а общая потребляемая из сети средняя активная мощность (АМ)

$$P = \Delta P + P_{\text{H}}. \quad (4)$$

На первом этапе выполним исследование снижения СПМ, достигаемого посредством идеального симметрирования СФТ в ТСПН. Для этого с использованием метода обобщённых векторов определим мгновенные значения мощностей: общих СПМ $\Delta p(t)$, общих потребляемых из сети – активной $p(t)$ и полной $s(t)$ [9, 10]:

$$\begin{aligned} \Delta p(t) &= \frac{3}{2} R_{\Phi} \operatorname{Re}[\bar{I}, \hat{\bar{I}}]; \\ p(t) &= \frac{3}{2} \operatorname{Re}[\bar{E}, \hat{\bar{I}}]; \\ s(t) &= \frac{3}{2} EI, \end{aligned} \quad (5)$$

где \bar{E} и E – обобщённый вектор сетевой ЭДС (образующийся фазными значениями ЭДС e_A , e_B , e_C) и его модуль соответственно; \bar{I} , $\hat{\bar{I}}$ и I – обобщённый вектор сетевого тока (образующийся фазными значениями СФТ I_A , I_B , I_C), его сопряжённое значение и модуль соответственно; Re – математическая операция выделения действительной части комплексного числа.

Исходя из существующей асимметрии СФТ (вызванной неравенством сопротивлений R_1 ,

R_2 и R_3 НТН) и применяя метод симметричных составляющих совместно с методом обобщённых векторов [9], представим вектор \bar{I} в виде суммы обобщённых векторов составляющих прямой $\bar{I}_{\text{пр}}$ и обратной $\bar{I}_{\text{обр}}$ последовательности:

$$\bar{I} = \bar{I}_{\text{пр}} + \bar{I}_{\text{обр}}. \quad (6)$$

Принимая во внимание синусоидальную форму и симметрию сетевых фазных ЭДС e_A , e_B , e_C , а также линейность и активный характер НТН R_1 , R_2 и R_3 определим с учётом [9, 10] значения обобщённых векторов \bar{E} , $\bar{I}_{\text{пр}}$ и $\bar{I}_{\text{обр}}$ в неподвижной полярной координатной системе:

$$\bar{E} = E e^{j\omega t}; \quad \bar{I}_{\text{пр}} = I_{\text{пр}} e^{j\omega t}; \quad \bar{I}_{\text{обр}} = I_{\text{обр}} e^{-j(\omega t - \varphi)}, \quad (7)$$

где E , $I_{\text{пр}}$ и $I_{\text{обр}}$ – соответственно модули обобщённых векторов \bar{E} , $\bar{I}_{\text{пр}}$ и $\bar{I}_{\text{обр}}$; ω – угловая частота сетевых фазных напряжений; φ – начальный фазовый сдвиг (при $t=0$) между собой обобщённых векторов \bar{E} и $\bar{I}_{\text{пр}}$; j – мнимая единица.

Значения $\bar{I}_{\text{пр}}$ и $\bar{I}_{\text{обр}}$ получены в (7) с учётом пренебрежения индуктивными сопротивлениями фазы: $X_{\Phi} \approx 0$ (вследствие выполняющегося на практике для активных нагрузок R_1 , R_2 и R_3 соотношения: $R_1, R_2, R_3 \gg X_{\Phi}$).

Для обобщённого вектора сетевой ЭДС \bar{E} (образованного трёхфазной системой синусоидальных симметричных фазных ЭДС e_A , e_B , e_C с частотой $f=50$ Гц и действующими значениями $E_{\Phi, \text{д.}}$) находятся модуль E и угловая частота ω этого вектора из [10]:

$$E = \sqrt{2} E_{\Phi, \text{д.}}; \quad \omega = 2\pi f. \quad (8)$$

Угловые частоты составляющих $\bar{I}_{\text{пр}}$ и $\bar{I}_{\text{обр}}$ характеризуются тем же значением ω угловой частоты, а их модули $I_{\text{пр}}$ и $I_{\text{обр}}$ определим в результате решения следующей системы уравнений:

$$I_{\text{пр}} + I_{\text{обр}} = I_{\text{max}}; \quad I_{\text{пр}} - I_{\text{обр}} = I_{\text{min}}, \quad (9)$$

где I_{max} и I_{min} – соответственно максимальное и минимальное значения (на периоде сетевого напряжения) модуля I обобщённого вектора сетевого тока.

Значения I_{\max} и I_{\min} находятся из текущих (за период сетевого напряжения) значений модуля I обобщённого вектора сетевого тока \bar{I} , вычисленных из соотношений [9]:

$$I_\alpha = i_A; \quad I_\beta = (i_B - i_C)/\sqrt{3}; \quad I = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2}, \quad (10)$$

где i_A, i_B, i_C – мгновенные значения СФТ; I_α и I_β – проекции обобщённого вектора \bar{I} сетевого тока на оси неподвижной ортогональной координатной системы « $\alpha - \beta$ » (связанной вещественной осью « α » с геометрической осью фазы A обмотки СТ).

Начальный угол φ для обобщённого вектора $\bar{I}_{\text{обр}}$ в (9) определим через значение модуля $I(0)$ этого вектора $\bar{I}(0)$, соответствующего начальному моменту времени (при $t=0$), из решения системы уравнений:

$$\begin{aligned} I_\alpha(0) &= I_{\text{пр}} + I_{\text{обр}} \cos \varphi; \\ I_\beta(0) &= I_{\text{обр}} \sin \varphi; \\ I_\alpha^2 + I_\beta^2 &= I^2(0), \end{aligned} \quad (11)$$

где $I_\alpha(0)$ и $I_\beta(0)$ – соответственно проекции обобщённого вектора $\bar{I}(0)$ сетевого тока на оси неподвижной ортогональной координатной системы « $\alpha - \beta$ ».

В результате решения систем уравнений (9) и (11) найдём модули $I_{\text{пр}}$ и $I_{\text{обр}}$ векторов $\bar{I}_{\text{пр}}$ и $\bar{I}_{\text{обр}}$, а также тригонометрические функции $\cos \varphi$ и $\sin \varphi$ от начального угла φ :

$$\begin{aligned} I_{\text{пр}} &= 0,5(I_{\max} + I_{\min}); \quad I_{\text{обр}} = 0,5(I_{\max} - I_{\min}); \\ \cos \varphi &= [I^2(0) - (I_{\text{пр}}^2 + I_{\text{обр}}^2)] / (2I_{\text{пр}}I_{\text{обр}}); \\ \sin \varphi &= \{\text{sign}[I_\beta(0)]\}[1 - \cos^2 \varphi]; \\ \varphi &= \text{arctg}[(\sin \varphi / \cos \varphi)], \end{aligned} \quad (12)$$

где sign – математическая операция выделения знака числа.

Подставив значения из (6) и (7) в (5), рассчитаем средние (за период сетевого напряжения) значения СПМ ΔP , а также средние значения создаваемых в сети АМ P и полной мощности S :

$$\begin{aligned} \Delta P &= \frac{3R_\Phi}{2(2\pi)} \int_0^{2\pi} \{\text{Re}[(I_{\text{пр}} e^{j\omega t} + I_{\text{обр}} e^{-j(\omega t - \varphi)}) \times \\ &\times (I_{\text{пр}} e^{-j\omega t} + I_{\text{обр}} e^{j(\omega t - \varphi)})\} d(\omega t) = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{3R_\Phi}{4\pi} \int_0^{2\pi} (I_{\text{пр}}^2 + I_{\text{обр}}^2) + [2I_{\text{пр}}I_{\text{обр}} \cos(2\omega t - \varphi)] d(\omega t) = \\ &= \frac{3}{2} R_\Phi (I_{\text{пр}}^2 + I_{\text{обр}}^2); \\ P &= \frac{3}{2(2\pi)} \int_0^{2\pi} \{\text{Re}[E e^{j\omega t} (I_{\text{пр}} e^{-j\omega t} + I_{\text{обр}} e^{j(\omega t - \varphi)})]\} d(\omega t) = \\ &= \frac{3E}{4\pi} \int_0^{2\pi} \{I_{\text{пр}} + [I_{\text{обр}} \cos(2\omega t - \varphi)]\} d(\omega t) = \frac{3}{2} EI_{\text{пр}}; \\ S &= \frac{3}{2(2\pi)} \int_0^{2\pi} \{E[\text{Re}(\hat{II})^{1/2}]\} d(\omega t) = \frac{3}{2} E \sqrt{I_{\text{пр}}^2 + I_{\text{обр}}^2}. \end{aligned} \quad (13)$$

Из соотношений (13) получим известную зависимость для расчёта среднего значения потребляемой из ТСПН полной мощности S при питании активной НТН [2]:

$$S = \sqrt{P^2 + N^2},$$

где N – среднее значение мощности несимметрии:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} = \frac{3}{2} EI_{\text{обр}}.$$

Через значения ΔP , P и S вычислим удельные СПМ Δp_1 и Δp_2 :

$$\begin{aligned} \Delta p_1 &= \frac{\Delta P}{P} = \frac{R_\Phi (I_{\text{пр}}^2 + I_{\text{обр}}^2)}{EI_{\text{пр}}}; \\ \Delta p_2 &= \frac{\Delta P}{S} = \frac{R_\Phi}{E} \sqrt{I_{\text{пр}}^2 + I_{\text{обр}}^2}. \end{aligned} \quad (14)$$

Из анализа соотношений (14) следует, что при неизменном среднем значении создаваемой в ТСПН активной мощности ($P = \text{const}$) минимально возможные значения рассматриваемых удельных потерь ($\Delta p_1 = \Delta p_0 = \min$ и $\Delta p_2 = \Delta p_0 = \min$) равны между собой и

$$\Delta p_0 = R_\Phi I_{\text{пр}} / E = R_\Phi I_{\Phi,0} / E_{\Phi,0}. \quad (15)$$

Указанная минимизация удельных СПМ достигается, очевидно, при отсутствии (равенстве нулю) обратной составляющей обобщённого вектора сетевого тока \bar{I} :

$$\bar{I}_{\text{обр}} = I_{\text{обр}} = 0, \quad (16)$$

следовательно, при условиях идеальной симметрии и синусоидальной формы СФТ:

$$I_{A\Delta} = I_{B\Delta} = I_{C\Delta} = I_{\Phi,0}; \quad \bar{I} = \bar{I}_{\text{пр}}; \quad I = I_{\text{пр}}. \quad (17)$$

При этом окончательное выражение для $I_{\Phi, \text{д0}}$ в соотношениях (15) получено с учётом (8) и (16) при использовании известной зависимости [10] (соответствующей трёхфазной симметричной системе синусоидальных фазных токов):

$$I_{\Phi, \text{д0}} = I_{\text{пр}} / \sqrt{2}. \quad (18)$$

Из выражения для P в (13) найдём с учётом (8) и (18) при условии (17) создаваемую в сети среднюю АМ

$$P = 3E_{\Phi, \text{д}} I_{\Phi, \text{д0}}. \quad (19)$$

Из (19) определим оптимальное значение $I_{\Phi, \text{д0}}$ в (15), соответствующее минимизации удельных СПМ Δp_0 при передаче средней АМ P из ТСПН:

$$I_{\Phi, \text{д0}} = P / (3E_{\Phi, \text{д}}). \quad (20)$$

Исходя из (14), (15), (19) и (20), найдём оптимальное (минимально возможное) абсолютное значение ΔP_0 СПМ в трёхпроводной ТСПН:

$$\Delta P_0 = \Delta p_0 P = 3R_{\Phi} I_{\Phi, \text{д0}}^2 = R_{\Phi} P^2 / 3E_{\Phi, \text{д}}^2, \quad (21)$$

достигаемое также при условии (17) идеальной симметрии СФТ.

Очевидно, если $I_{A\text{д}}, I_{B\text{д}}, I_{C\text{д}}$ СФТ не отвечают условию (17), то соответствующие им (при любом конкретном среднем значении P) значения СПМ ΔP для ТСПН с учётом (14) не минимальны:

$$\Delta P > \Delta P_0 \text{ при } I_{A\text{д}} \neq I_{B\text{д}} \neq I_{C\text{д}}.$$

Исходя из соотношений (3) и (21), рассчитаем для рассматриваемой активной НТН, питаемой токами $I_{A\text{д}}, I_{B\text{д}}, I_{C\text{д}}$ от трёхпроводной сети, коэффициент K_{c0} снижения СПМ от идеального симметрирования СФТ:

$$K_{c0} = \frac{\Delta P_0}{\Delta P} = \frac{3I_{\Phi, \text{д0}}^2}{I_{A\text{д}}^2 + I_{B\text{д}}^2 + I_{C\text{д}}^2} = \frac{P^2}{3E_{\Phi, \text{д}}^2 (I_{A\text{д}}^2 + I_{B\text{д}}^2 + I_{C\text{д}}^2)}. \quad (22)$$

Найдём более удобные зависимости для количественной оценки коэффициента K_{c0} : в виде соотношения между собой оптимальных Δp_0 (15) и фактических Δp_1 (14) удельных СПМ (соответствующих созданию в ТСПН одинаковой средней мощности P)

$$K_{c0} = \frac{\Delta p_0}{\Delta p_1} = \frac{\Delta P_0}{\Delta P} = \frac{I_{\text{пр}}^2}{I_{\text{пр}}^2 + I_{\text{обр}}^2} \quad (23)$$

или с учётом (13) через создаваемые в указанной сети средние значения P и мощности несимметрии N :

$$K_{c0} = P^2 / [P^2 + N^2] = P^2 / S^2.$$

Анализ выражения (23) показывает, что для рассматриваемой ТСПН наибольшее возможное значение K_{c0} равно 1 (и соответствует условиям (16) и (17) идеальной симметрии фазных токов трёхфазной нагрузки), а наименьшее возможное значение (соответствующее режиму обрыва тока в одной из фаз НТН, при котором действующее значение одного из фазных токов этой нагрузки равно нулю, действующие значения двух других фазных токов нагрузки равны между собой, а модули $I_{\text{пр}} = I_{\text{обр}}$), равно 0,5. Возможный диапазон изменения: $0,5 < K_{c0} < 1$.

На втором этапе выполним исследование снижения СПМ, достигаемого посредством реального симметрирования СФТ в ТСПН. Применительно к реальному СУ (характеризующемуся неидеальным симметрированием СФТ и наличием дополнительных активных потерь мощности $\Delta P_{\text{СУ}}$ в симметрирующем устройстве) среднее (за период сетевого напряжения) значение АМ находится с учётом (4):

$$P' = P - \Delta P_{\text{э}} + \Delta P_{\text{СУ}} = (\Delta P - \Delta P_{\text{э}}) + \Delta P_{\text{СУ}} + P_{\text{н}}; \quad (24)$$

$$\Delta P_{\text{э}} = \frac{3}{2} R_{\Phi} I_{\text{обр}}^2,$$

где $\Delta P_{\text{э}}$ – достигнутое согласно (13) с учётом (16) посредством симметрирования СФТ энергосбережение (снижение СПМ) в трёхпроводной ТСПН.

Принимая во внимание: согласно (21) квадратичную зависимость абсолютного значения оптимальных СПМ ΔP_0 от потребляемой из сети средней АМ P , а также взаимосвязь (соотношения (22) или (23)) оптимальных ΔP_0 и фактических ΔP значений СПМ, определяем уточнённое значение коэффициента K'_c снижения СПМ (достигнутого при реальном симметрировании) через значение K_{c0} снижения СПМ (рассчитанного при идеальном симметрировании СФТ) в следующем виде:

$$K'_c = (1 + \lambda_1)^2 K_{c0} / \lambda_2. \quad (25)$$

В (25) поправочные коэффициенты λ_1 и λ_2 находятся с учётом (4) и (24):

$$\lambda_1 = \frac{P'}{P} - 1 = \frac{\Delta P_{\text{СУ}} - \Delta P_{\text{Э}}}{P} = \frac{\Delta P_{\text{СУ}} - 3R_{\Phi} I_{\text{обр}}^2 / 2}{P};$$

$$\lambda_2 = \frac{(I'_{\text{пр}})^2}{(I'_{\text{пр}})^2 + (I'_{\text{обр}})^2} = \frac{(P')^2}{(P')^2 + (N'_p)^2} = \frac{(P')^2}{(S')^2},$$

в которых штрихом обозначены одноимённые величины: модули прямой $I'_{\text{пр}}$ и обратной $I'_{\text{обр}}$ составляющих $\bar{I}'_{\text{пр}}$ и $\bar{I}'_{\text{обр}}$ обобщённого вектора сетевого тока \bar{I}' , средние значения АМ P' , N' и полной мощности P' , полученные после осуществления симметрирования СФТ i'_A , i'_B , i'_C посредством реального СУ.

На третьем этапе оценим достигаемое энергосбережение в ТСПН за счёт осуществления симметрирования СФТ реальным СУ:

$$\Delta P_{\text{Э}} = \Delta P(1 - K'_c), \quad (27)$$

где ΔP – среднее значение СПМ при отсутствии симметрирования СФТ.

Как следует из (27), только при $K'_c < 1$ достигается фактическое снижение СПМ в ТСПН при симметрировании СФТ посредством реального СУ. Условием же суммарной экономии потерь мощности, достигаемой в совокупности в ТСПН и реальном СУ при симметрировании СФТ, т.е. условием достижения общего энергосбережения является:

$$\Delta P_{\text{СУ}} < \Delta P_{\text{Э}} = \Delta P(1 - K'_c). \quad (28)$$

Подставив в правую часть зависимости (28) значения для ΔP и K'_c соответственно из (13), (25) и исходя из выполняющегося на практике (как будет показано далее для СУ, выполненного на основе АФ) условия $\lambda_2 \approx 1$, определим диапазон значений фазного активного сопротивления R_{Φ} для ТСПН, при котором достигается общее энергосбережение:

$$R_{\Phi} > R'_{\Phi} = 2\Delta P_{\text{СУ}} / (3R_{\Phi} I_{\text{обр}}^2). \quad (29)$$

На четвёртом этапе оценим снижение СПМ в ТСПН с применением имитационного моделирования процессов реального симметрирования СФТ посредством АФ. В качестве инструмента для исследования созданы цифровые имитационные модели электротехнических комплексов (схемы на рис. 1), позволяющие рассчитывать текущие значения электромагнитных процессов в ТСПН при питании НТН

R_1 , R_2 и R_3 : a – без осуществления симметрирования; b – при осуществлении симметрирования СФТ с использованием СУ, выполненного на основе АФ и СФ. Разработанные имитационные модели позволяют вычислить (на основе предварительно рассчитанных в этих моделях электромагнитных процессов) действующие значения СФТ $I_{A\text{д}}$, $I_{B\text{д}}$, $I_{C\text{д}}$ до симметрирования (из схемы на рис. 1,а) и после симметрирования $I'_{A\text{д}}$, $I'_{B\text{д}}$, $I'_{C\text{д}}$ с использованием рассмотренного СУ (в схеме на рис. 1,б).

Составные элементы для указанных моделей задавались следующим образом:

1) каждая из фаз ТСПН – однофазным синусоидальным источником ЭДС (e_A , e_B или e_C с амплитудой 335 В, частотой $f=50$ Гц, фазовым сдвигом между другими фазными ЭДС $\pm 120^\circ$ и действующим значением $E_{\Phi, \text{д}} = 237$ В) и последовательно подключёнными с этим источником индуктивностью $L_{\Phi} = X_{\Phi} / (2\pi f)$ и активным сопротивлением R_{Φ} фазы;

2) СФ – в виде индуктивности L_1 реактора и активного сопротивления r_1 этого реактора, ёмкости C_1 конденсатора и активного сопротивления R_K резистора, служащего для исключения высокочастотных резонансных колебаний тока в сети и фильтре;

3) АФ – силовыми ключами $V_1 - V_6$ (шунтированными обратными диодами) активного выпрямителя (АВ), а также в виде индуктивности L_2 реактора и активного сопротивления r_2 этого реактора, ёмкости C_2 конденсатора и эквивалентного активного сопротивления R_H (которое одновременно учитывает выделяемые потери мощности в этом конденсаторе, а также динамические потери в силовых ключах АВ, рассчитываемые в функции энергий включения E_{on} и отключения E_{off} коммутируемых токов I_V этих ключей согласно соотношений [11]);

4) силовые ключи $V_1 - V_6$ (выполненные на основе IGBT-транзисторов и шунтированные обратными диодами) – имитационными моделями [11];

5) значения параметров для всех перечисленных элементов из имитационных моделей (показанных на рис. 1) приведены в табл. 1, а для активных НТН R_1 , R_2 и R_3 – в табл. 2; значения параметров силовых ключей $V_1 - V_6$ при моделировании соответствовали IGBT-модулям типа PM50C5D120, 6IGBT, 1200 В, 50 А;

6) для управления АФ использованы алгоритмы релейного управления [4]; напряжение

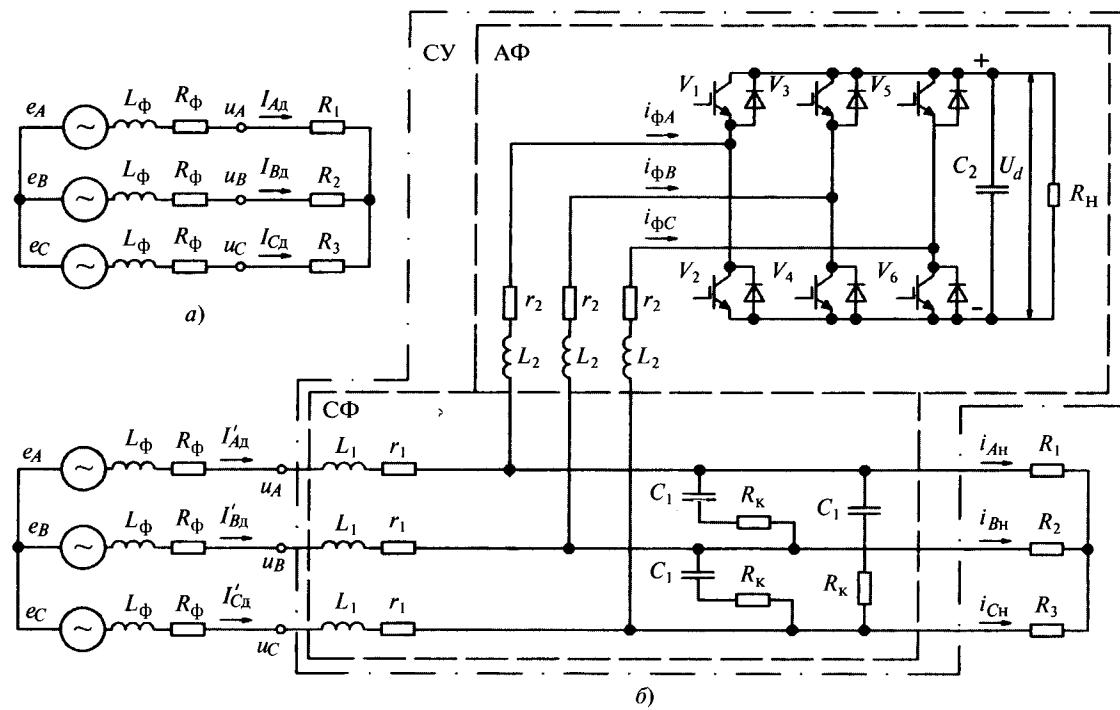


Рис. 1. Схемы имитационного моделирования токов в ТСПН: *а* – без симметрирования; *б* – с симметрированием сетевых фазных токов посредством СУ

U_d на выходе АФ поддерживалось равным 600 В.

Рассчитанные до симметрирования на имитационной модели со схемой на рис. 1, *а* для различных вариантов НТН (табл. 2) действующие значения СФТ $I_{A\Delta}$, $I_{B\Delta}$, $I_{C\Delta}$ и значения потребляемой из сети средней АМ P , а также вычисленные через них для идеального симметрирования (при котором не учитываются потери мощности в СУ) из соотношений (20), (21), и (23) соответственно: действующее значение $I_{\phi, \Delta}$ сетевого фазного тока, минимально возможные СПМ ΔP_0 и коэффициент K_{c0} снижения СПМ в ТСПН от симметрирования СФТ, приведены в табл. 3.

Затем на имитационной модели со схемой на рис. 1, *б* были рассчитаны полученные после реального симметрирования (осуществляемого рассмотренным СУ с учётом потерь мощности в АФ и СФ): действующие значения СФТ $I'_{A\Delta}$, $I'_{B\Delta}$, $I'_{C\Delta}$; модули $I'_{\text{пр}}$ и $I'_{\text{обр}}$ составляющих обобщённых векторов прямой $\bar{I}'_{\text{пр}}$ и обратной $\bar{I}'_{\text{обр}}$ последовательности сетевого тока соответственно; потребляемая средняя

активная мощность P' из трёхпроводной ТСПН; значения поправочных коэффициентов λ_1 , λ_2 и вычисленных через них из соотношений (25) уточнённых значений коэффициента K'_c снижения СПМ от симметрирования СФТ в ТСПН (табл. 4).

Для сравнения в табл. 4 приведены фактические значения K_c , достигнутые при реальном симметрировании СФТ для ТСПН и определённые согласно (3) из соотношения:

$$K_c = \frac{\Delta P'}{\Delta P} = \frac{(I'_{A\Delta})^2 + (I'_{B\Delta})^2 + (I'_{C\Delta})^2}{I_{A\Delta}^2 + I_{B\Delta}^2 + I_{C\Delta}^2}, \quad (30)$$

где ΔP и $\Delta P'$ – значения СПМ до симметрирования и при реальном симметрировании соответственно.

На рис. 2 приведены рассчитанные посредством модели на рис. 1, *а* с использованием соотношений (10) годографы изменения обобщённого вектора сетевого тока \bar{I} для вариантов 1–5 НТН, а на рис. 3 – текущие значения модулей I вектора \bar{I} (с помощью которых из зависимостей (12) были ранее определены значения $I_{\text{пр}}$ и $I_{\text{обр}}$ составляющих вектора

Таблица 1

Параметры сети и симметрирующего устройства

Параметр	r_1, r_2 , Ом	R_K , Ом	R_H , кОм	R_Φ , Ом	L_1, L_2 , мГн	L_Φ , мГн	C_1 , мкФ	C_2 , мкФ
Значение	0,095	2	6,35	0,093	1	0,075	20	1100

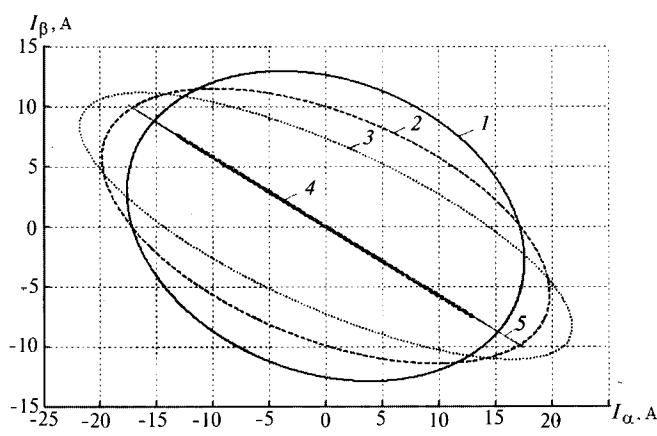


Рис. 2. Годографы изменения обобщённых векторов сетевого тока I для исследуемых НТН (без симметрирования)

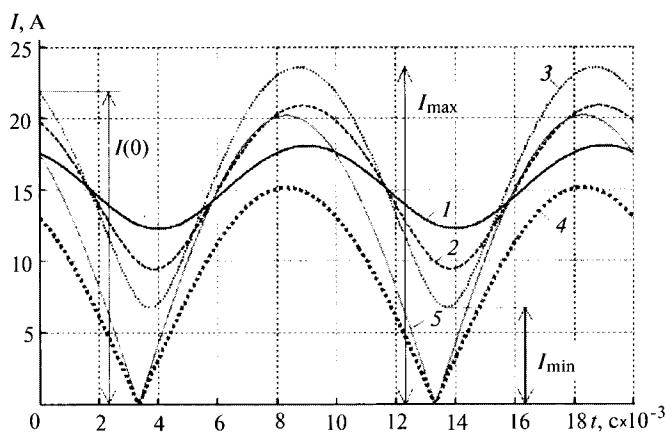


Рис. 3. Текущие значения модуля I обобщённых векторов сетевого тока для исследуемых НТН (без симметрирования)

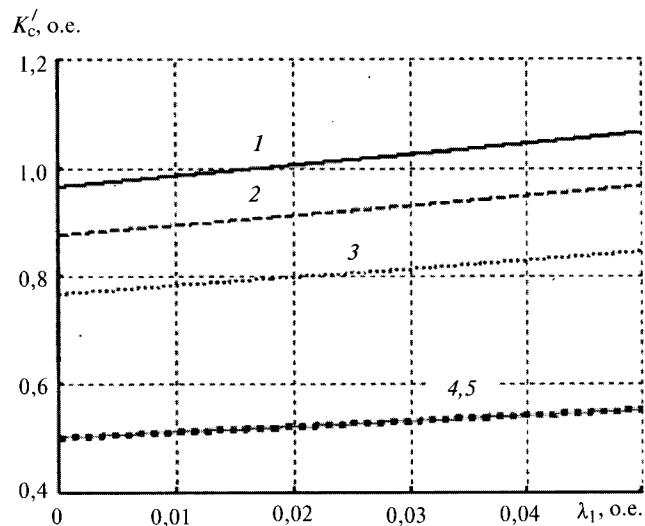


Рис. 4. Изменение коэффициента снижения K'_c СПМ при реальном симметрировании в зависимости от поправочного коэффициента λ_1

Таблица 2
Параметры несимметричных трёхфазных нагрузок

Варианты несимметрии трёхфазной нагрузки	$R_1, \text{Ом}$	$R_2, \text{Ом}$	$R_3, \text{Ом}$
1	$R/1,4$	R	$1,4R$
2	$R/2$	R	$2R$
3	$R/3$	R	$3R$
4	R	R	∞
5	$R/2$	R	∞

Примечание: $R = 22 \text{ Ом}$

Рассчитанные параметры ТСПН до симметрирования и при идеальном симметрировании

Параметр	Варианты несимметрии трёхфазной нагрузки				
	1	2	3	4	5
$I_{A\text{д}}, \text{А}$	12,44	14,01	15,41	9,29	12,36
$I_{B\text{д}}, \text{А}$	11,10	12,14	13,60	9,29	12,36
$I_{C\text{д}}, \text{А}$	8,90	7,03	5,16	0	0
$I_{\Phi, \text{д}0}, \text{А}$	10,72	10,71	10,71	5,36	7,14
$I_{\text{пр}}, \text{А}$	15,16	15,15	15,14	7,58	10,09
$I_{\text{обр}}, \text{А}$	2,89	5,71	8,38	7,58	10,09
$P, \text{кВт}$	7,62	7,61	7,61	3,81	5,07
$N, \text{кВт}$	1,45	2,87	4,21	3,81	5,07
$\Delta P_0, \text{Вт}$	32,63	34,14	36,20	10,69	18,95
$K_{c0}, \text{o.e.}$	0,965	0,876	0,766	0,500	0,500

Таблица 4

Рассчитанные параметры ТСПН при реальном симметрировании

Параметр	Варианты несимметрии трехфазной нагрузки				
	1	2	3	4	5
$I'_{A\Delta}$, А	10,83	10,90	10,98	5,672	7,48
$I'_{B\Delta}$, А	10,71	10,64	10,59	5,30	7,05
$I'_{C\Delta}$, А	10,84	10,88	10,92	5,54	7,34
$I_{A\text{н.д.}}$, А	12,40	13,98	15,38	9,28	12,36
$I_{B\text{н.д.}}$, А	11,06	12,11	13,57	9,28	12,36
$I_{C\text{н.д.}}$, А	8,86	6,99	5,13	0,00	0,00
$I'_{\text{пр}}$, А	15,15	15,20	15,05	7,70	10,20
$I'_{\text{обр}}$, А	0,55	0,70	1,05	0,80	1,05
P' , кВт	7,66	7,66	7,67	3,89	5,16
N' , кВт	0,276	0,352	0,528	0,452	0,528
$\Delta P_{\text{СУ}}$, Вт	102,30	105,90	111,50	95,90	124,02
λ_1 , о.е.	0,0133	0,0133	0,0134	0,0231	0,0217
λ_2 , о.е.	1,0000	0,9999	0,9998	0,9992	0,9994
K'_c , о.е.	0,9908	0,8996	0,7868	0,5238	0,5222
K_c , о.е.	0,9792	0,8905	0,7841	0,5260	0,5220
R'_Φ , Ом	8,165	2,167	1,060	0,986	0,641

торов $\bar{I}_{\text{пр}}$ и $\bar{I}_{\text{обр}}$). На рис. 4 показаны для ТСПН рассчитанные из соотношения (25) для всех вариантов НТН в табл. 2 графики изменения коэффициентов K'_c снижения СПМ в функции изменения значения поправочного коэффициента λ_1 , достигнутых при реальном симметрировании СФТ посредством рассмотренного СУ. Номера графиков на рис. 3 и 4 соответствуют номерам нагрузок из табл. 2.

Выводы

1. Полученные аналитические зависимости (21) и (23) позволяют определить при идеальном симметрировании СФТ соответственно минимально возможное значение ΔP_0 СПМ при передаче от ТСПН заданной средней активной мощности P и количественно (в виде коэффициента K_{c0}) относительное снижение СПМ в результате указанного идеального симметрирования сетевых фазных токов (которое может составлять от 0,5 до 1 для трёхпроводной сети).

2. Проведённые исследования показали, что эффективное симметрирование СФТ в ТСПН может быть достигнуто посредством СУ, созданного на основе АФ.

3. При реальном симметрировании СФТ посредством рассмотренного СУ из-за факти-

ческой неидеальности симметрирования СФТ и наличия потерь мощности в составных элементах СУ значения коэффициента K'_c согласно (25) увеличиваются (по сравнению со значением K_{c0} для идеального симметрирования) и могут быть определены с помощью поправочных коэффициентов λ_1 и λ_2 , вычисленных из (26). Наиболее существенное влияние на СПМ согласно табл. 3, 4 оказывает поправочный коэффициент λ_1 (для инженерных расчётов согласно табл. 3 можно принять $\lambda_2=1$).

4. Сравнение значений коэффициента K'_c (табл. 3), рассчитанных из (25) со значениями фактического K_c , вычисленного из (30), свидетельствует о том, что их отличие не превышает $\pm 2,3\%$. Это, в свою очередь, подтверждает достоверность полученной расчётной зависимости (25) и возможность её использования в инженерных расчётах для количественной оценки снижения СПМ в трёхпроводной сети, достигаемого посредством симметрирования СФТ с помощью СУ, созданного на основе АФ и СФ.

5. Поскольку количественное снижение СПМ от симметрирования СФТ фактически соизмеримо со снижением сетевых потерь мощности, достигаемым при компенсации РМ и МИ для активно-реактивных трёхфазных нагрузок [4], то симметрирование СФТ является

важным резервом энергосбережения в сетях электроснабжения. Другими сопутствующими техническими эффектами от симметрирования СФТ являются: увеличение пропускной способности силового трансформатора по выходной активной мощности, снижение нагрева его обмоток и увеличение из-за этого срока службы трансформатора в эксплуатации, а также достижение общего энергосбережения (при соотношении (29) для активного сопротивления фазы сети). Последнее на практике очень востребовано при длинных кабельных линиях ТСПН и технически вполне осуществимо современными СУ, созданными на основе АФ.

Список литературы

1. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
 2. Милях А.Н., Шидловский А.К., Кузнецов В.Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях. К.: Наукова думка, 1973.
 3. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А. Активный фильтр как новый элемент энергосберегающих систем электропривода // Электротехническое производство. 2000. № 3. С.46–54.
 4. Волков А.В., Волков В.А. Компенсация мощности искажений и реактивной мощности посредством активного фильтра с прогнозируемым релейно-векторным управлением // Электротехника. М.: 2008. № 3. С. 2 – 10.
 5. Bor-Ren L., Yung-Chuan L. Three-phase quality compensator under the unbalanced sources and nonlinear loads // IEEE Transactions on industrial electronics. 2004. Vol.51, N. 5. P. 1009 – 1017.
 6. Kim H., Blaaberg F., Bak-Jensen B., Choi I. Instantaneous power compensation in three-phase systems using p-q-r theory // IEEE Transactions on industrial electronics. 2002. Vol.17, N. 5. P. 711–720.
 7. Жемеров Г.Г., Домнин И.Ф., Ильина О.А., Тугай Д.В. Энергоэффективность коррекции фазы тока и компенсации пульсаций активной и реактивной мощностей в трехфазной системе электроснабжения // Технічна електродинаміка. К.: 2007. № 1. С. 52–57.
 8. Пиотровский Л.М. Электрические машины. Л.: Энергия, 1972.
 9. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.: Госэнергоиздат, 1963.
 10. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. Днепропетровск: НГУ, 2006.
 11. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2001.
- Волков Александр Васильевич** – профессор кафедры электротехники и энергоменеджмента Запорожской государственной инженерной академии, доктор техн. наук, проф. Окончил Уральский политехнический институт в 1975 г. Защитил кандидатскую диссертацию в Уральском политехническом институте в 1981 г. В 1999 году защитил докторскую диссертацию на тему «Электромеханические процессы и регулирование асинхронных электроприводов с инверторными преобразователями частоты» в Национальной горной академии Украины, г. Днепропетровск.
- Волков Владимир Александрович** – старший преподаватель кафедры гидроэнергетики Запорожской государственной инженерной академии, канд. техн. наук. Окончил Запорожский национальный технический университет по специальности «Электромеханические системы автоматизации и электропривод» в 2007 г. Защитил диссертацию в 2011 г.

Статьи Зиновьева Г.С. «Расширение набора показателей энергоэффективности устройств силовой электроники», Евдокимова С.А., Шурова Н.И., Волковой О.Л., Степанова А.А. «Повышение энергоэффективности трёхфазных преобразователей напряжения с помощью метода Штейнера», Панкратова В.В., Вдовина В.В., Ситникова Г.Г., Доманова С.С. «Глобально-устойчивый адаптивный наблюдатель для систем общепромышленного асинхронного электропривода», Баховцева И.А. «Анализ электрических соотношений в автономных инверторах с ШИМ на основе принципа дуальности», опубликованные в журнале Электротехника № 6, были подготовлены в рамках постановления Правительства Российской Федерации № 218 от 09.04.2010 г., по государственному контракту № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

Моделирование резистивного устройства балансировки напряжений аккумуляторной батареи

ВАРЛАМОВ Д.О., ЕРЁМЕНКО В.Г.

Рассмотрен принцип работы резистивного устройства балансировки напряжений (пассивного метода) для Li-Ion аккумуляторной батареи, смоделированного в программе Simulink. Приведены характеристики устройства, полученные в результате моделирования, и способ задания параметров ячеек батареи с расчётными коэффициентами.

Ключевые слова: аккумуляторная батарея, устройство балансировки напряжений, балансировочные резисторы, литий-ионная батарея, модель Simulink, зарядные/разрядные кривые.

Батарея считается несбалансированной, если различие в уровне напряжений отдельных аккумуляторных ячеек превышает заданный предел (обычно 100 мВ). Если различие между напряжениями на отдельных ячейках меньше заданного предела, то такую батарею можно считать сбалансированной.

Для выравнивания напряжения на отдельных ячейках аккумуляторной батареи используются специальные устройства балансировки напряжений.

Существует два метода выравнивания напряжения на ячейках аккумуляторной батареи: активный и пассивный [1]. Активный метод предполагает перераспределение энергии между ячейками аккумуляторной батареи. Пассивный метод предполагает рассеивание избыточной энергии ячеек, поэтому его также называют методом «рассеивающих резисторов». В том случае, если балансировка пассивным методом осуществляется только при заряде батареи, то такую балансировку иногда выделяют в отдельный метод и называют «методом полного заряда» [2].

Рассмотрим модель устройства балансировки напряжений пассивного метода в программе Simulink с Li-Ion аккумуляторной батареей, состоящей из 4 ячеек (Cell1-Cell4).

Схема модели представлена на рис. 1.

Describes the working principle of resistive balancing device (passive method) for Li-Ion battery, modeled in the program Simulink. Presents the characteristics of the device resulting from the simulation and to set the parameters cell battery with the calculated coefficients.

Key words: accumulator battery, battery balancer, balancing resistors, Li-Ion battery, Simulink model, chargers/discharge curves.

В окне блока ячейки аккумуляторной батареи на закладке Parameters, производится задание её параметров. Зададим следующие параметры ячеек батареи:

тип батареи	Li-Ion
номинальное напряжение, В	3,6
проектируемая ёмкость, А·ч	10
степени заряда, %:	
Cell1	95
Cell2	90
Cell3	85
Cell4	50

Рассмотрим назначение и зададим требуемые параметры на этой закладке.

1. **Battery Type** – тип батареи. Из выпадающего списка можно выбрать Li-Ion, NiMh, NiCd и свинцово-кислотную. Выбираем Li-Ion. Название выбранного типа батареи отобразится под блоком ячейки.

2. **Nominal Voltage (V_h , В)** – напряжение в конце линейного участка разрядной характеристики (номинальное напряжение). Ставим 3,6 В.

3. **Rated Capacity ($C_{\text{пр}}$, А·ч)** – проектируемая ёмкость батареи. Установим значение 10 А·ч.

4. **Initial State of Charge(%)** – степень заряда батареи на момент начала моделирования. 100% соответствует полному заряду, 0% – полному разряду батареи. Установим разброс заряда для ячеек батареи: Cell1 – 95%, Cell2 –

90%, Cell3 – 85%, Cell4 – 50% (максимальный разброс составил 45%).

5. **Used Parameters based on Battery type and nominal values** – использование параметров, основанных на типе батареи и номинальных значениях. При установке флашка в квадрате этого пункта все значения будут рассчитаны автоматически, по заложенным в программу коэффициентам для выбранной батареи с заданными параметрами. Установим флашок в квадрате этого пункта. При описании следующих параметров используются формулы, по которым они автоматически рассчитываются программой Simulink [3].

6. **Maximum Capacity** (C_{\max} , А·ч) – максимальная теоретическая ёмкость батареи. $C_{\max} = 1 \cdot C_{\text{пр}} = 10$ А·ч.

7. **Fully Charged Voltage** (V) – напряжение полного заряда батареи для заданного разрядного тока. Оно не является напряжением холостого хода батареи. $V_{\text{зар}} = 1,164 \cdot V_{\text{H}} = 4,1904$ В.

8. **Nominal Discharge Current** (A) – номинальный разрядный ток, $I_{\text{ном}}$. При автоматическом расчёте он не равен $1 \cdot C_{\text{пр}}$. $I_{\text{ном}} = 0,43478 \cdot C_{\text{пр}} = 4,3478$ А. Если требуется задать $I_{\text{ном}} = 1 \cdot C_{\text{пр}}$, то необходимо снять флашок в п.5.

9. **Internal Resistance** (Ohms) – внутреннее сопротивление батареи. $R_{\text{int}} = V_{\text{ном}} / (C_{\text{пр}} \cdot 100) = 0,0036$ Ом.

10. **Capacity (Ah) @ Nominal Voltage** – ёмкость при номинальном напряжении. $C_{\text{ном}} = 0,90435 \cdot C_{\text{пр}} = 9,0435$ А·ч.

11. **Exponential zone [Voltage(V), Capacity (Ah)]** – экспоненциальная зона [V_{exp} , C_{exp}] на разрядной характеристике батареи при токе Nominal Discharge Current. На этой зоне напряжение изменяется экспоненциально от Fully Charged Voltage до V_{exp} .

Напряжение экспоненциальной зоны

$$V_{\text{exp}} = 1,0804 \cdot V_{\text{ном}} = 3,8894 \text{ В.}$$

Ёмкость экспоненциальной зоны

$$C_{\text{exp}} = 0,04913 \cdot C_{\text{пр}} = 0,4913 \text{ А·ч.}$$

На закладке View Discharge Characteristics предоставляется возможность просмотреть разрядные характеристики батареи, построенные по заданным параметрам при номинальном токе. Для этого следует поставить флашок в квадрате Plot Discharge Characteristics. В строке Discharge Current задают значения токов, для которых также следует посмотреть разрядные характеристики.

Можно просмотреть разрядные характеристики в виде зависимости напряжения от вре-

мени (Units→Time) и напряжения от ёмкости (Units→Ampere-hour).

На закладке Battery Dynamics задают время «отклика» аккумулятора. Это время, за которое напряжение на батареи возрастает до 95% установленного уровня (напряжения ХХ, соответствующего текущему уровню заряда) после отключения нагрузки (ток нагрузки $1 \cdot C_{\text{пр}}$). Принимаем значение по умолчанию (для всех типов батарей) 30 с.

Цепи заряда и разряда батареи. Заряд батареи осуществляется от источника постоянного напряжения VSource (его внутреннее сопротивление задаётся резистором Rint) при открытии силового ключа Switch S. Разряд батареи осуществляется при подключении к батарее нагрузки Rload посредством открытия силового ключа Switch L. Неиспользуемые выходы блоков силовых ключей (и других блоков, выходы которых не используются) подаются на специальные заглушки Terminator.

Для того, чтобы заряд и разряд батареи от источника VSource (20 В) осуществлялся током 10 А, сопротивления Rint и Rload выбраны соответственно 0,38 и 1,55 Ом.

На схеме рис. 1 находится 5 подсистем.

1. Подсистема Signal Distributor направляет сигналы от ячеек батареи (с информацией о токе (I , А), напряжении (U , В) и степени заряда (%)) с мультиплексированных входов In1-4 на осциллограф (мультимплексированные выходы Out5-7). На подсистемы Charge/Discharge Control и Control Equalizer подают сигналы через выходы Out1-4 с информацией о напряжении на ячейках. На выход Out5 подаётся информация о степени заряда ячеек (SOC,%), а на Out6 и Out7 – соответственно напряжение (U , В) на ячейках и ток (I , А), протекающий через них.

Информация о протекающих через ячейки токах и их зарядах не поступает в подсистему Control Equalizer, так как здесь моделируется устройство балансировки, опирающееся только на уровни напряжений.

2. Подсистема Charge/Discharge Control через выходы Out1 и Out2 управляет зарядом и разрядом батареи (заряд батареи – S открыт, L закрыт, при разряде – наоборот). При подаче на управляющий вход g силового ключа сигнала логического «0» он закрывается, а при подаче сигнала логической «1» – открывается. Алгоритм работы подсистемы следующий. В момент начала моделирования на выходах Out1 и Out2 подсистемы будет логический «0»

и логическая «1». Как только (при разряде) напряжение на какой либо ячейке батареи опустится ниже допустимого уровня (3,2 В), подсистема отключит нагрузку и подключит источник напряжения, посыпая сигналы логической «1» и логического «0», соответственно с выходов Out1 и Out2. Если (при заряде) напряжение на какой либо ячейке батареи превысит допустимый уровень (4,2 В), подсистема отключит батарею от источника напряжения и подключит нагрузку, посыпая сигналы логического «0» и логической «1», соответственно с выходов Out1 и Out2.

3. Подсистема Equalizer (рис. 2) осуществляет подключение к ячейкам батареи рассеивающие резисторы (Rb1–Rb4) через порты Port1–Port8 (к ячейке Cell1 подсоединеняется резистор Rb1 через порты Port1 и Port2, к ячейке Cell2 резистор Rb2 – через порты Port3 и Port4 и т.д.) при открытии соответствующих транзисторов Switch1–Switch4. Эта подсистема имеет 4 входа управления In1–In4, на которые поступают сигналы с выходов Out1–Out4 подсистемы Control Equalizer, и 4 выхода Out1–Out4 на осциллограф для визуализации токов, протекающих через балансировочные резисторы.

Если на какой либо из входов этой подсистемы, например In1, поступает сигнал логическая «1», то подсоединенённый к этому входу силовой ключ Switch1 открывается и через резистор Rb1 начинает протекать балансировочный ток. При поступлении на вход In1 сигнала логический «0», силовой ключ Switch1 закрывается и балансировка прекращается.

4. Подсистема Control Equalizer (рис. 3) осуществляет управление подсистемой Equalizer через 4 выхода Out1–Out4. Через её 4 входа In1–In4 поступает информация о напряжениях на ячейках батареи. Через вход In5 осуществляется синхронизация логической схемы подсистемы, проверяющей условие остановки работы устройства выравнивания.

Рассмотрим логическую схему, отвечающую за функционирование устройства балансировки. С помощью блока сумматора Add1 и блока масштабирования Gain (значение 0,25) определяется среднее значение напряжения на ячейке батареи: $(U_1+U_2+U_3+U_4)\cdot 0,25$. С помощью 4 блоков Relational Operator 1–4 происходит сравнение среднего значения напряжения с напряжением на каждой аккумуляторной ячейке. Если в результате сравнения измеренное напряжение на ячейке больше среднего значения напряжения, то на выходе эле-

мента будет логическая «1», если нет, то – логический «0». Результаты сравнений напряжений 4 ячеек поступают на D-триггеры flip-flop1–4, синхронизируемые генератором импульсов Pulse Generator с заданной частотой (здесь 0,1 Гц). Сигналы с Q выходов триггеров поступают на выходы подсистемы Out1–Out4.

Без D-триггеров Flip-Flop1–4 (рис. 3), когда сигналы с элементов сравнения поступают непосредственно на выходы подсистемы Out1–Out4, возникает ошибка моделирования Simulink. Как только напряжение на одной из ячеек достигает среднего уровня напряжения, шунтирующий её рассеивающий резистор будет отключён и на ней произойдет прирост напряжения в несколько единиц милливольт. Так как напряжение на этой ячейке станет снова больше среднего значения, к ней будет подключён рассеивающий резистор, в результате чего напряжение на ней снова упадёт до среднего уровня, и рассеивающий резистор снова будет отключён. Шаг моделирования при этом уменьшается настолько, что завершение процесса моделирования не представляется возможным и программа Simulink выдаёт сообщение об ошибке.

Применение D-триггеров вносит временные задержки в работу логической схемы, создаваемые синхронизирующим их генератором импульсов Pulse Generator, позволяющие исключить влияние приращения напряжения, создаваемого коммутацией рассеивающего резистора.

Логическая схема определяющая условие начала и окончания работы устройства балансировки работает следующим образом: с помощью блоков Max, Min и Add2 находится разница между максимальным и минимальным напряжением на ячейках – ΔU . С помощью блока Relational Operator 5 происходит сравнение значения ΔU с числом, заданным в блоке Constant1 (здесь 0,1 В). Этим числом задаётся требуемое значение ΔU , при достижении которого устройство балансировки можно выключить. Если в результате сравнения ΔU окажется больше числа, заданного в блоке Constant1, то на выходе блока будет логическая «1», если нет, то логический «0». Сигнал с выхода блока Relational Operator 5 поступает на вход D-триггера flip-flop5, который синхронизируется через вход In5 подсистемы Control Equalizer.

На вход In5 поступает сигнал о достижении на любой ячейке батареи граничного (минимального или максимального) уровня напря-

жения с входа Out3 подсистемы Charge/Discharge Control (рис. 1). В такие моменты наблюдается максимальное значение ΔU из-за нелинейной зависимости напряжения ячейки от её заряда. Таким образом, эта логическая схема принимает решение о включении/выключении устройства балансировки только в моменты достижения максимальных значений ΔU .

С инверсного выхода $\neg Q$ D-триггера flip-flop5 поступает сигнал на инверсные входы сброса $\neg CLR$ D-триггеров flip-flop1–4. При подаче на инверсный вход сброса $\neg CLR$ любого D-триггера логического «0» он будет находиться в сброшенном состоянии (на его выходе Q будет логический «0», а на выходе $\neg Q$ — «1»). Подача логической «1» на инверсный вход сброса $\neg CLR$ D-триггера запрещает его сброс. На инверсный вход сброса $\neg CLR$ D-триггера flip-flop5 подаётся сигнал логическая «1» от блока Constant2.

Если на выходе блока Relational Operator 5 будет логическая «1», то на инверсном выходе $\neg Q$ D-триггера flip-flop5 будет логический «0», следовательно все D-триггеры flip-flop1–4 будут сброшены и на их выходах Q установится логический «0». Все балансирующие резисторы будут отключены от ячеек аккумулятора — устройство балансировки выключено.

Если на выходе блока Relational Operator 5 будет логический «0», то на инверсном выходе $\neg Q$ D-триггера flip-flop5 будет логическая «1», следовательно, все D-триггеры flip-flop1–4 будут работать под управлением логической схемы, отвечающей за работу устройства балансировки. В этом случае рассеивающие резисторы будут подключаться к ячейкам по мере необходимости — устройство балансировки включено.

Следует заметить, что в начале моделирования устройство балансировки будет сразу включено в работу, даже если первоначальный разброс в уровне напряжений на ячейках батареи будет менее 0,1 В. Это будет происходить потому, что у D-триггера flip-flop5 до прихода

первого импульса синхронизации (в конце разрядного цикла) на инверсном выходе $\neg Q$ будет уровень логической «1».

5. Блок Powergui представляет собой графический интерфейс пользователя пакета моделирования энергетических систем. Он необходим для задания типа и параметров моделирования (шаг интегрирования). Его параметры были выбраны по умолчанию.

Анализ результатов моделирования

На рис. 4 представлены осциллограммы степени заряда, напряжения и токов ячеек аккумуляторной батареи. Была промоделирована работа устройства балансировки на протяжении 30000 с (8 ч 20 мин). За это время произошло 6 циклов разряда и 5 циклов заряда (6-й цикл заряда не окончен).

Устройство балансировки напряжений включается в момент начала моделирования и работает на протяжении 4 циклов заряда и 5 циклов разряда. В конце 5-го цикла разряда, когда разность в напряжении батареи становится менее 100 мВ (60 мВ, см. таблицу), устройство балансировки выключается. Общее время работы устройства балансировки напряжений составило 21320 с (5 ч 54 мин).

В процессе работы устройства балансировки происходит:

- уменьшение разброса в степени заряда ячеек батареи;
- снижение разницы между минимальными и максимальными напряжениями на ячейках батареи;
- увеличение длительности разряда ячеек батареи.

В таблице представлены результаты моделирования устройства балансировки напряжений, откуда видно, что в результате работы устройства балансировки разброс в степени заряда на ячейках батареи сократился с 45 до 0,8%. Продолжительность разряда батареи увеличилась с 27 до 57 мин.

На рис. 5 представлены осциллограммы токов, протекающих через рассеивающие резисторы (Rb1–Rb4) устройства балансировки на-

Показатель	Цикл разряда					
	1	2	3	4	5	6
Разброс в степени заряда ячеек, %	В начале разрядного цикла	45	37	27	18	6
	В конце разрядного цикла	41	33	23	12	0,8
Разность между минимальными и максимальными напряжениями на ячейках батареи в конце разряда ΔU , В	0,6	0,56	0,52	0,45	0,06	0,06
Продолжительность разряда, мин	27	35	40	46	54	57

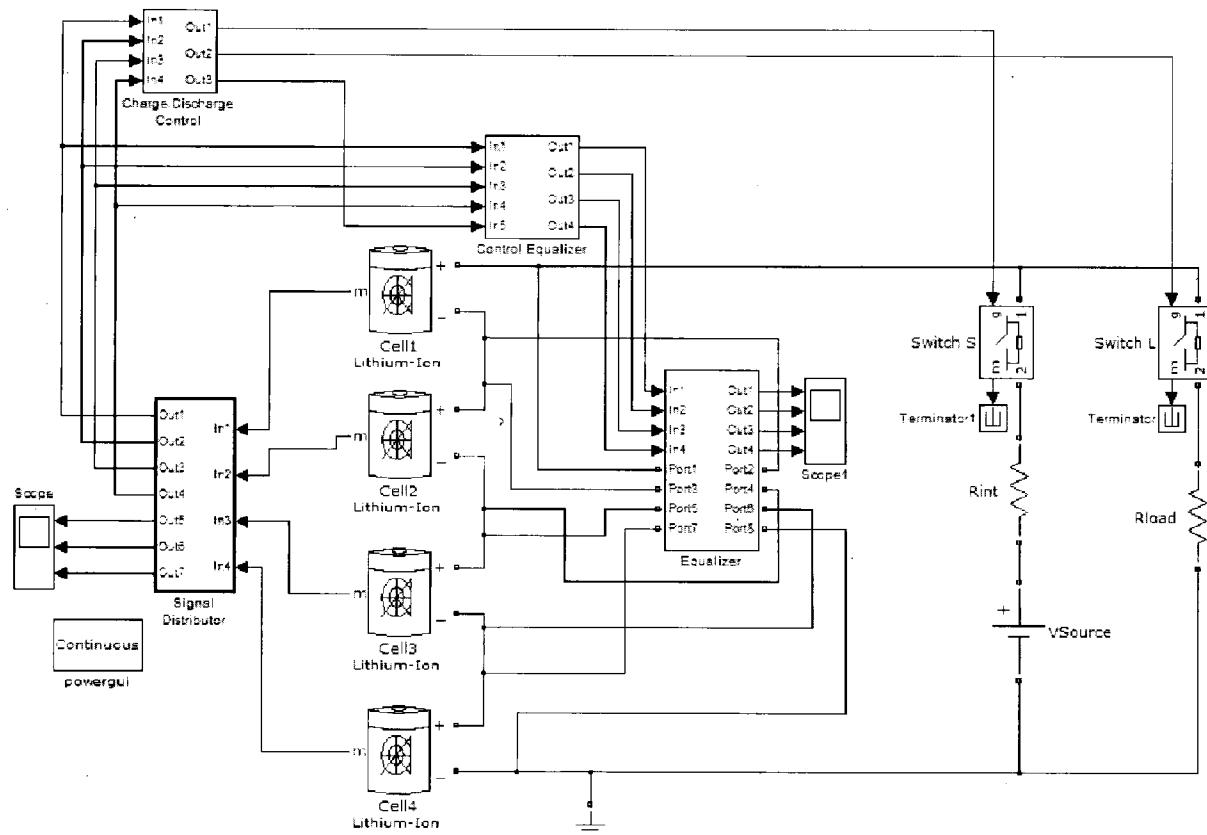


Рис. 1. Модель схемы пассивной балансировки в программе Simulink

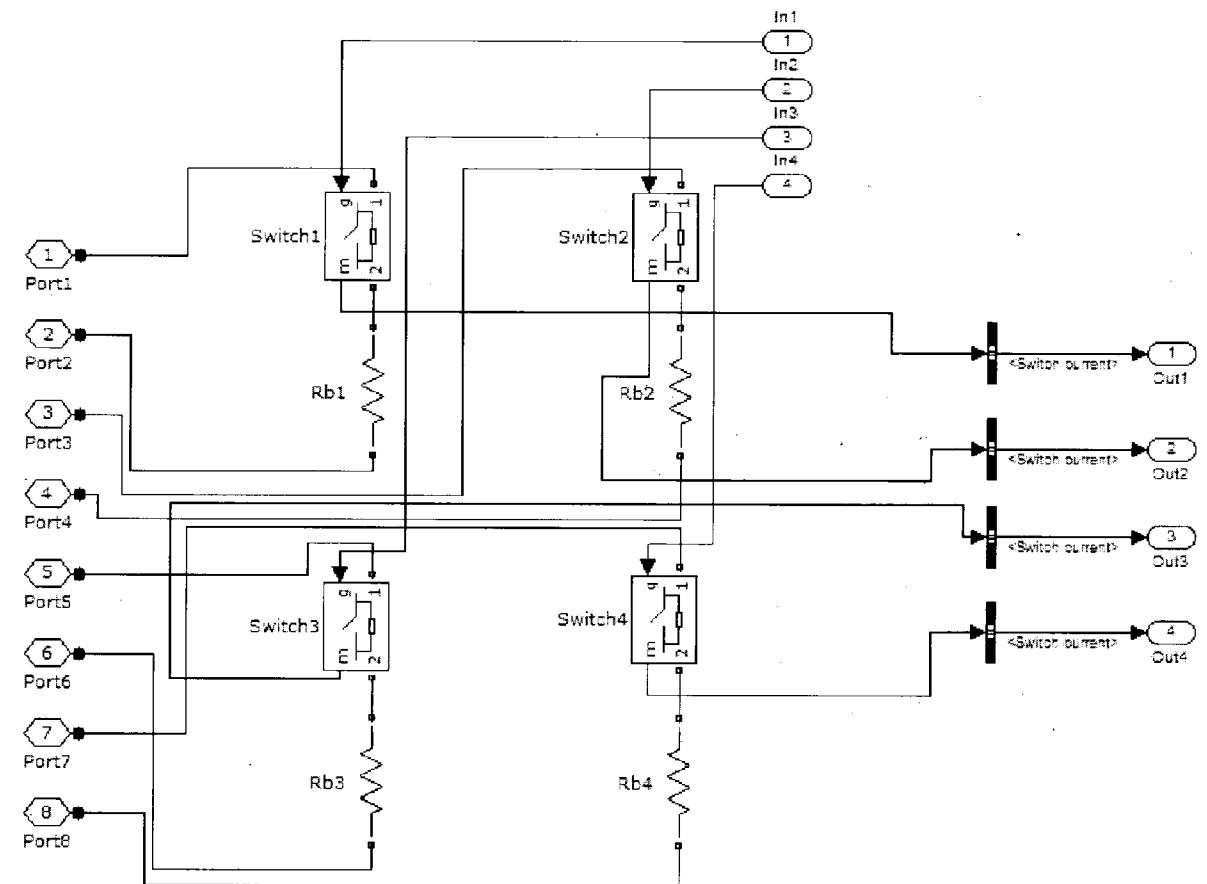


Рис. 2. Подсистема Equalizer

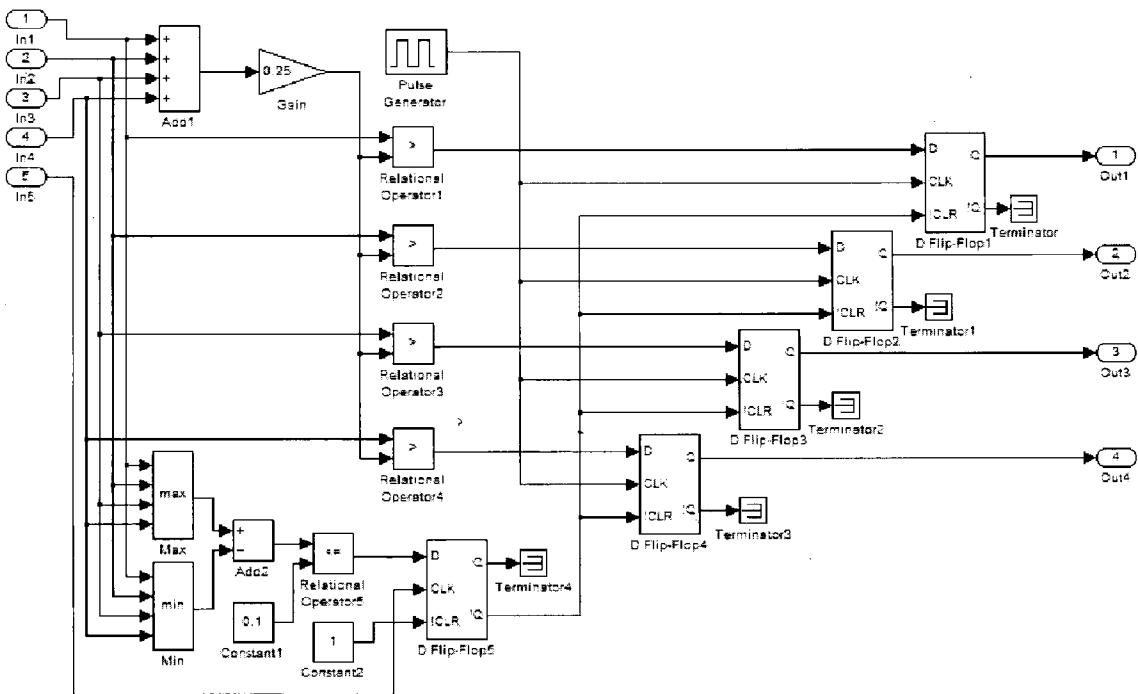


Рис. 3. Подсистема Control Equalizer

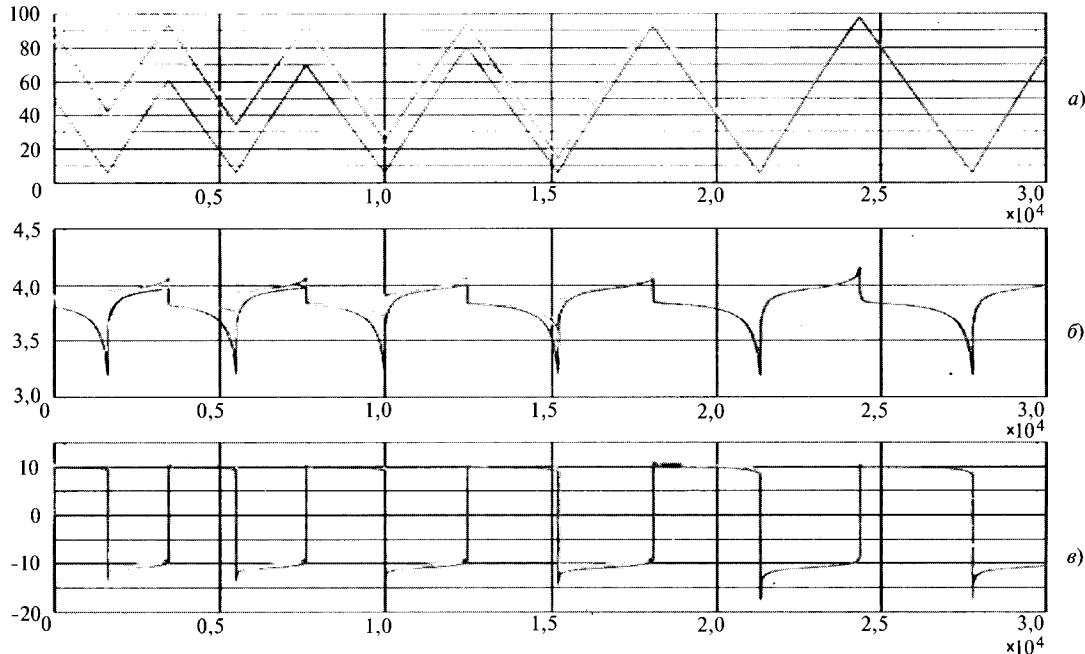


Рис. 4. Осциллограммы степени заряда (а), напряжения (б) и токов (в) ячеек аккумуляторной батареи

пряжений. Из 4 ячеек батареи наименьшим зарядом обладает ячейка Cell4.

При включении устройства выравнивания, через резисторы Rb1, Rb2 и Rb3 начинает протекать балансировочный ток, однако через резистор Rb4 балансировочный ток протекать не будет, так как напряжение на ячейке Cell4 ниже среднего уровня. При достижении напряжения на любой ячейке границы среднего уровня напряжения будет происходить ком-

мутация рассеивающего резистора на эту ячейку с частотой 0,1 Гц (на рис. 5 из-за масштаба периоды коммутаций представляют собой сплошную область). По мере приближения напряжений на ячейках батареи к их среднему значению (и уменьшению разницы между минимальным и максимальным напряжением) продолжительность таких коммутаций возрастает.

Амплитуда балансировочных токов на рассеивающих резисторах составляет в среднем

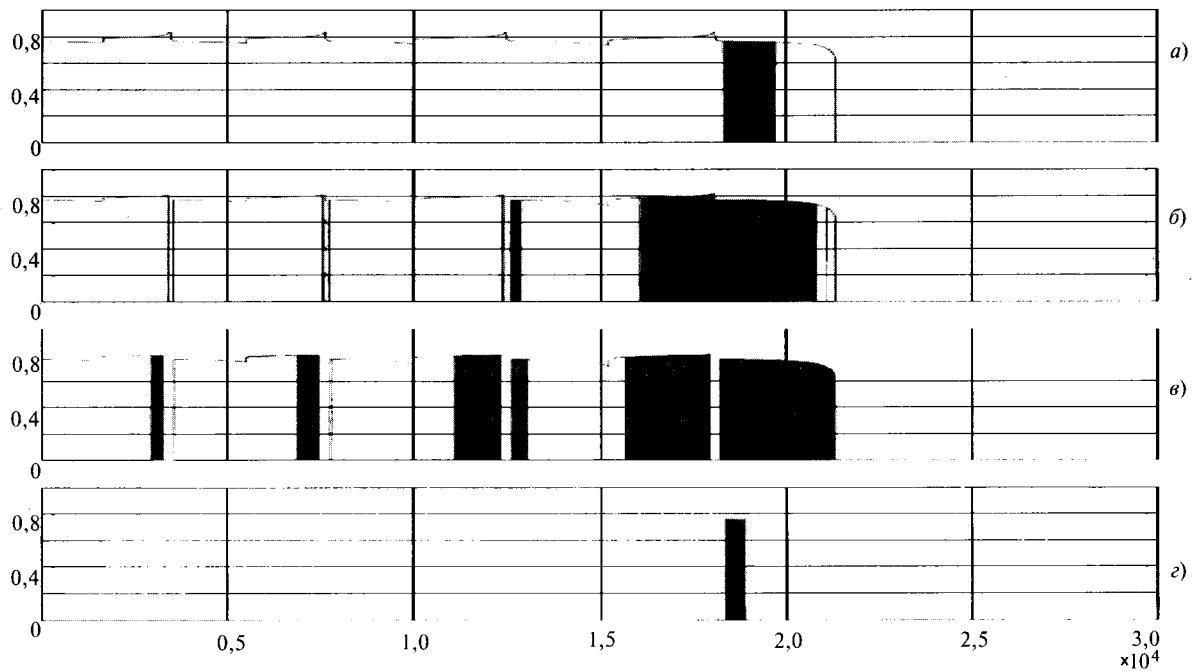


Рис. 5. Осциллограммы токов, протекающих через рассеивающие резисторы устройства балансировки напряжений

0,8 А (8% тока циклирования батареи), следовательно наибольшая рассеиваемая на отдельном резисторе мощность составляет $P_6 = I_6^2 R_6 = 0,8^2 \cdot 5 = 3,2$ Вт. При этом придётся использовать резисторы мощностью 5 Вт.

При включённом в работу устройстве балансировки напряжений, к 4 ячейкам батареи может быть подключено одновременно от 1 до 3 рассеивающих резисторов. Среднее значение мощности, отдаваемое аккумуляторной батареей составляет: $P_{\text{бат}} = U_{\text{бат}} I_{\text{бат}} = 4 \cdot 3,6 \cdot 10 = 144$ Вт. Это означает, что устройство балансировки на протяжении периода времени работы потребляет от 2,2 до 6,7% мощности заряда/разряда аккумуляторной батареи.

Выводы

1. Показана возможность создания и описана работа модели устройства балансировки аккумуляторной батареи.

2. Модель ячейки аккумуляторной батареи в Simulink в достаточной степени отражает зарядные и разрядные характеристики реальных ячеек Li-Ion аккумуляторов.

3. На основе полученных результатов моделирования (сокращение разброса в степени

заряда ячеек батареи до 0,8%, увеличение более чем в 2 раза времени разряда аккумуляторной батареи) можно судить о способности устройства балансировки выполнять своё предназначение.

4. Недостаток резистивных (пассивных) устройств балансировки – потребность в рассеивающих резисторах большой мощности (5 Вт) может быть скомпенсирован высокой скоростью проведения балансировки (менее 6 ч при заданных условиях разброса в уровне заряда ячеек батареи).

Список литературы

1. Варламов Д.О. Особенности построения системы управления тяговой батареей гибридного автомобиля. Ч.2 // Журнал Автомобильных Инженеров. 2007. №6.
2. Варламов Д.О., Еременко В.Г. Анализ методов выравнивания заряда на аккумуляторных ячейках Li-Ion тяговой высоковольтной батареи // Автомобильная Промышленность. 2008. №10.
3. <http://www.mathworks.com/help/toolbox/physmod/powersys/ref/battery.html>

Варламов Дмитрий Олегович – аспирант кафедры «АТЭ» МГТУ «МАМИ». Окончил кафедру электрооборудования МГТУ «МАМИ» в 2005 г.

Еременко Владимир Григорьевич – профессор кафедры «ЭКАО» МЭИ, доктор техн. наук. Окончил МЭИ в 1961 г. Защитил диссертацию в 1990 г.

Комбинированный энергосберегающий источник питания для систем автономного электроснабжения

МАРТЯШИН Ю. В., МОЛОДОВ С. Н.

Предложен подход к созданию комбинированного энергосберегающего источника питания для систем автономного электроснабжения с использованием термоэлектрических генераторных модулей. Обоснована перестраиваемая структура батареи модулей, обеспечивающая требуемое качество электроэнергии. Разработан алгоритм управления структурой батареи с использованием математического аппарата статистических гипотез, обеспечивающий требуемое отклонение напряжения с учётом оптимальных энергетических характеристик каждого модуля.

Ключевые слова: комбинированный источник питания, термоэлектрический модуль, качество электроэнергии, перестраиваемая структура батареи.

В настоящее время в современной электроэнергетике наблюдается тенденция повышения роли энергосберегающих технологий и нетрадиционных источников при производстве электроэнергии.

Важную роль в обеспечении электроэнергии ответственных потребителей выполняют системы автономного электроснабжения (САЭ). Типовая структура САЭ включает в себя источники электрической энергии переменного и постоянного тока, различного рода преобразователи электрической энергии, систему автоматики и управления и кабельную сеть. При этом для САЭ, предусматривающих относительно длительный режим работы, в качестве первичного источника переменного тока, как правило, применяются дизель-электрические агрегаты (ДЭА), которые представляют собой приводной двигатель – дизель и синхронный генератор (СГ). Поэтому именно их характеристики, такие как удельный расход топлива и КПД, в значительной степени определяют время автономной работы.

В таких структурах обеспечение потребителей постоянного тока связано с потерями мощности при двойном преобразовании энер-

The article considers the approach to creating the multifunction energy saving power source for autonomous supply systems with using thermoelectric modules. Reconfigurable structure of the module battery, providing required quality of electric power is proved. The algorithm of the structure management of the battery using the mathematical device of the statistical hypothesizes, providing require deflection of the voltage taking into account optimum energy features of each module is developed.

Key words: multifunction power source, thermoelectric module, quality of electric power, reconfigurable structure of battery.

гии в СГ и преобразователях, которое приводит к дополнительному увеличению расхода топлива и соответствующему уменьшению времени автономной работы.

Анализ возможных путей повышения эффективности автономных источников показал возможность преобразования вторичных энергетических ресурсов в дополнительную электроэнергию. В качестве вторичных энергетических ресурсов может использоваться теплота выхлопных газов дизельного двигателя.

Анализ теплового баланса дизельного двигателя типовой САЭ (рис. 1) показывает, что теплота, отведённая в атмосферу выхлопными газами, соизмерима с полезно использованной теплотой двигателя и её использование могло бы повысить КПД ДЭА.

Прямое преобразование тепловой энергии выхлопных газов в электрическую энергию постоянного тока может осуществляться в термоэлектрических преобразователях, принцип работы которых основан на эффекте Зеебека:

$$E_{AB} = \frac{T_f}{T_x} \int \alpha_{AB} dt = \alpha_{AB} (T_f - T_x), \quad (1)$$

Рис. 1. Тепловой баланс дизельного двигателя²

где E_{AB} – ЭДС Зеебека одной термопары; α_{AB} – коэффициент Зеебека для разнородных материалов; $T_r - T_x = \Delta T$ – разность температур горячего и холодного спаев [1].

В настоящее время имеется опыт положительного применения термоэлектрических преобразователей в разработках автомобильных концернов «Chevrolet», «BMW» [2] и др. Однако вопрос использования таких преобразователей в САЭ с дизель-электрическими агрегатами в полной мере не исследовался.

Промышленностью освоен выпуск генераторных термоэлектрических модулей (ТЭМ), на основе которых возможно создание преобразователя неиспользуемого ранее тепла в электроэнергию постоянного тока.

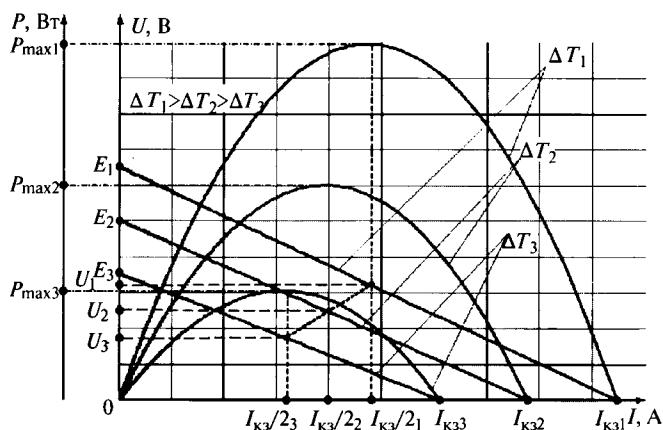


Рис. 2. Вольт-ваттная характеристика ТЭМ при изменении разности температур на холодном и горячом спае

Отличительной особенностью ТЭМ является зависимость их ЭДС (E_0), внутреннего сопротивления (r_0) и выходной мощности (P) от разности температур ΔT [1], подтверждённая вольт-ваттной характеристикой (рис. 2).

Дизель-электрические агрегаты САЭ работают в широком диапазоне мощности нагруз-

ки, что приводит к изменению температуры выхлопных газов и соответствующему изменению указанных характеристик ТЭМ. Для обеспечения требуемого значения напряжения и мощности потребителей постоянного тока необходимо использовать батарею ТЭМ, включающую в себя совокупность последовательно-параллельно соединённых модулей.

Важным вопросом при разработке батареи ТЭМ является формирование её исходной (базовой) структуры, т.е. определение максимального количества последовательно включаемых ТЭМ n_{\max} и максимального количества параллельных ветвей m_{\max} . Очевидно, что при известных параметрах единичных ТЭМ именно эти структурные параметры будут в значительной степени определять общие характеристики батареи: выходное напряжение, ток нагрузки, выходную мощность, массу, объём, стоимость и др. Одним из основных ограничений, связанных с определением общего количества ТЭМ батареи, является допустимая площадь теплообменника. Под теплообменником будем понимать конструктивную часть выхлопной системы дизельного двигателя, на которой устанавливаются ТЭМ горячими спаями. Площадь теплообменника, с одной стороны, ограничивается конструктивными требованиями к ДЭА и самой системы автономного электроснабжения в целом, а с другой, – выбираемым диапазоном температур ΔT , при котором батарея ТЭМ будет функционировать. Для исключения взаимного влияния источников (ТЭМ) друг на друга была предложена конструкция, позволяющая добиться равномерного нагрева поверхности теплообменника при незначительном повышении аэродинамического сопротивления в выхлопной системе дизеля.

Исходя из этого, возникает определённое противоречие: увеличение числа последовательно соединённых ТЭМ n позволяет улучшить такой показатель качества электрической энергии батареи, как отклонение выходного напряжения, однако при этом уменьшится число параллельных ветвей m , что, в свою очередь, приведёт к снижению тока нагрузки, а следовательно, и выходной мощности батареи. Для разрешения этого противоречия предлагается следующий подход. Количество последовательно соединённых ТЭМ n должно обеспечивать требуемое отклонение выходного напряжения для выбранного минимального значения рабочей температуры теплообменника, а точнее для минимально допустимого

значения ΔT_{\min} . Тогда количество параллельных ветвей m определяется как отношение общего количества ТЭМ, которые можно разместить на площади теплообменника, к полученному значению n . Такой подход позволяет выбрать рациональную структуру батареи ТЭМ, дающую возможность выполнить обязательные требования к показателям качества электроэнергии и при этом обеспечить приемлемую выходную мощность [3].

В отличие от внешней характеристики батареи с классическими источниками ЭДС, имеющими одно возмущающее воздействие по току нагрузки, в батарее ТЭМ существует второе возмущающее воздействие — диапазон температур ΔT , который может приводить к существенному изменению значений ЭДС и внутреннего сопротивления как отдельных ТЭМ, так и батареи в целом. Для обеспечения требуемого отклонения выходного напряжения батареи ТЭМ можно использовать различного рода стабилизаторы напряжения, однако их применение не является рациональным из-за ряда причин. Во-первых, введение в схему стабилизатора напряжения неизбежно приведёт к дополнительным потерям мощности, а следовательно, и к соответствующему снижению КПД источника. Во-вторых, стабилизатор напряжения решает только одну задачу — обеспечение требуемого качества выходного напряжения, не оказывая влияния на текущие энергетические характеристики ТЭМ и батареи в целом. Поэтому стабилизацию выходного напряжения батареи ТЭМ предлагается осуществлять за счёт регулирования её внутреннего сопротивления, т.е. при известных текущих значениях r_0 менять числа n и m . Таким образом, батарея ТЭМ будет являться динамической системой с перестраиваемой структурой. Уравнение внешней характеристики батареи ТЭМ примет следующий вид:

$$U(\Delta T, t) = E_0(\Delta T, t)n(t) - \frac{n(t)}{m(t)}r_0(\Delta T)I_{\text{нагр}}(t), \quad (2)$$

где U — напряжение батареи ТЭМ; t — переменная времени; $I_{\text{нагр}}$ — ток нагрузки.

Управлять структурой батареи можно с помощью ключей — твёрдотельных реле, отличающихся от остальных приборов малым внут-

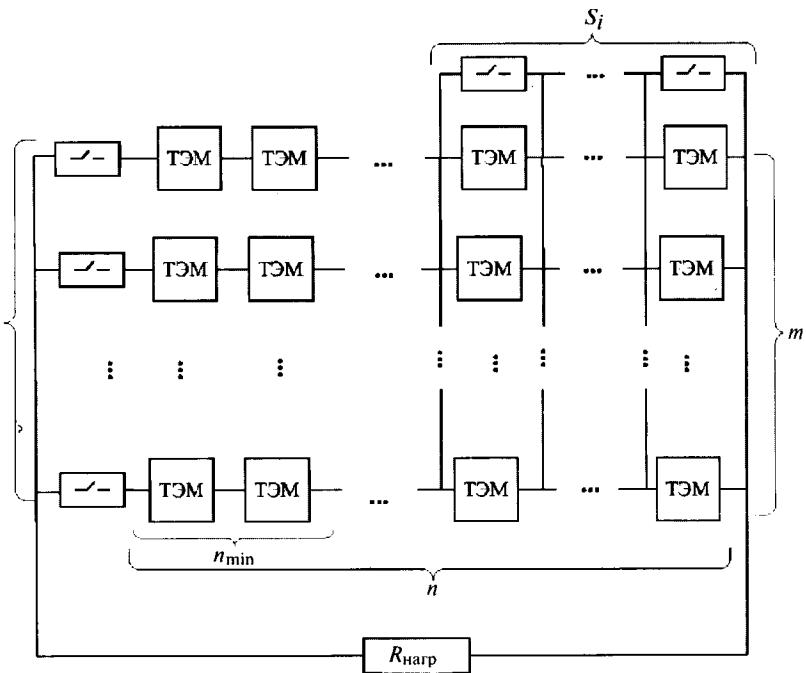


Рис. 3. Структурная схема батареи ТЭМ

ренним сопротивлением в открытом состоянии и высокой надёжностью. Структурная схема батареи ТЭМ показана на рис. 3.

На структурной схеме представлены следующие группы ТЭМ: n_{\min} — минимальное количество некоммутируемых ТЭМ, обеспечивающих требуемое отклонение напряжения при максимальном значении ΔT ; S_i ($n_{\min} \leq i \leq n$) — ключи, коммутирующие последовательные ТЭМ; S_j ($1 \leq j \leq m$) — ключи, коммутирующие параллельные ветви батареи.

Так как возмущающие воздействия $I_{\text{нагр}}$ и ΔT имеют случайный характер, то при формировании структуры батареи предлагается использовать математический аппарат статистических гипотез [4], который позволяет ввести комплексный критерий управления, обеспечивающий одновременно минимальное отклонение выходного напряжения и максимальное значение вырабатываемой мощности батареи.

Под состоянием структуры батареи понимается совокупность текущих значений $\{n(t)\}$, $m(t)\}$. Исходными данными для алгоритма управления является расчёт условно истинных значений составляющих состояния $\{n_*(t)\}$, $m_*(t)\}$:

$$\left. \begin{aligned} m_*(t) &= \frac{I_{\text{нагр}}(t)}{I_{\text{кз}}/2(\Delta T, t)}; \\ n_*(t) &= \frac{m_*(t)U_{\text{ном}}}{E_0(\Delta T, t)m_*(t) - r_0(\Delta T, t)I_{\text{нагр}}(t)}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $U_{\text{ном}}$ – номинальное значение напряжения батареи; $I_{\text{кз}}/2$ – ток нагрузки модуля, обеспечивающий его максимальную выходную мощность (см. рис. 2).

Полученные значения $n_*(t)$ и $m_*(t)$ являются основанием для формирования возможных состояний структуры в данный момент времени по следующему условию:

$$\left. \begin{array}{l} m \leq m_*(t) \leq m+1; \\ n \leq n_*(t) \leq n+1. \end{array} \right\} \quad (4)$$

Возможный граф переходов состояний с учётом выражения (4) представлен на рис. 4. Всем получившимся состояниям структуры присваивается соответствующая математическая гипотеза H_1 , H_2 , H_3 и H_4 . Таким образом, структура батареи ТЭМ может иметь четыре различных состояния, определяемые двумя состояниями последовательно соединённых ТЭМ и двумя состояниями параллельных.

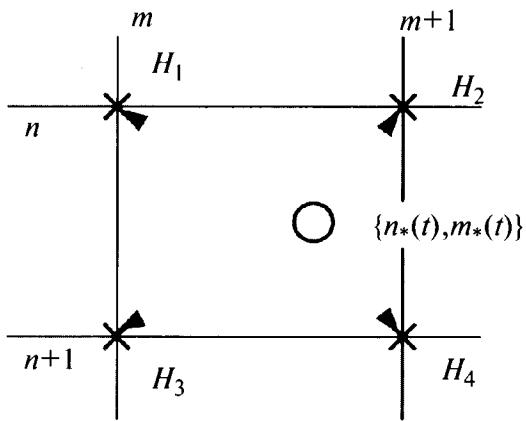


Рис. 4. Граф выбора состояний структуры батареи

Решение о выборе той или иной гипотезы принимается по критерию максимального правдоподобия [4], т.е. по максимальному значению функции правдоподобия:

$$w(H_i) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^2 |R_{\Delta U \Delta P}|_i}} \times \exp\left[-\frac{1}{2} \vec{X}_i^T(t) R_{\Delta U \Delta P_i}^{-1} \vec{X}_i(t)\right], \quad (5)$$

где $\vec{X}_i(t) = \begin{bmatrix} \Delta U_i(t) \\ \Delta P_i(t) \end{bmatrix}$ – вектор состояния мощности и напряжения батареи с учётом его случайных составляющих; $|R_{\Delta U \Delta P}|_i$ – определитель корреляционной матрицы \vec{X}_i рассматриваемой гипотезы.

Как правило, выбор функции правдоподобия заключается в расчёте и сравнении показателя степени. При этом максимум функции правдоподобия возникнет при минимуме показателя степени для каждой из гипотез H_i [4]. Однако в случае применения микроконтроллера небольшой разрядности для формирования управляющих сигналов изменения состояния ключей возможно возникновение такой ситуации, когда квадратичные формы функции правдоподобия каких-либо гипотез будут равными и при этом минимальными. Данная ситуация может привести к возникновению ошибок 1- и 2-го рода. В этом случае проведение расчёта максимума функции будет заключаться в сравнении определителей корреляционной матрицы $R_{\Delta U \Delta P}$.

Для определения корреляционной матрицы $R_{\Delta U \Delta P}$ произведём следующие действия:

$$\begin{aligned} R_{\Delta U \Delta P} &= M[\vec{X}_i(t) \quad \vec{X}_i(t)^T] = \\ &= M \left[\begin{bmatrix} \Delta U(t) \\ \Delta P(t) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \Delta U(t) & \Delta P(t) \end{bmatrix} \right] = \\ &= M \begin{bmatrix} \Delta U(t) \Delta U(t) & \Delta U(t) \Delta P(t) \\ \Delta P(t) \Delta U(t) & \Delta P(t) \Delta P(t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (6)$$

При применении знака математического ожидания к элементам матрицы получим корреляционную матрицу вида:

$$R_{\Delta U \Delta P} = \begin{bmatrix} D_{\Delta U \Delta U} & \rho \sigma_{\Delta U} \sigma_{\Delta P} \\ \rho \sigma_{\Delta P} \sigma_{\Delta U} & D_{\Delta P \Delta P} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где ρ – коэффициент корреляции; $\sigma_{\Delta U}$ и $\sigma_{\Delta P}$ – среднеквадратические отклонения величин ΔU и ΔP соответственно; D – знак дисперсии.

Поскольку полученные корреляционные матрицы побочной диагонали зависимых между собой электротехнических величин, расположенных симметрично по отношению к главной диагонали, будут представлять собой постоянные коэффициенты, то основная сложность математического расчёта определителя матрицы – расчёт дисперсий элементов главной диагонали.

Таким образом, та гипотеза, функция правдоподобия которой максимальна, будет определять оптимальное количество $n_{opt}(t)$ и $m_{opt}(t)$ последовательно-параллельно соединенных модулей структуры батареи.

На рис. 5 представлены результаты изменения выходного напряжения батареи ТЭМ при неизменной и перестраиваемой структуре при следующих исходных данных: элементная база – модули

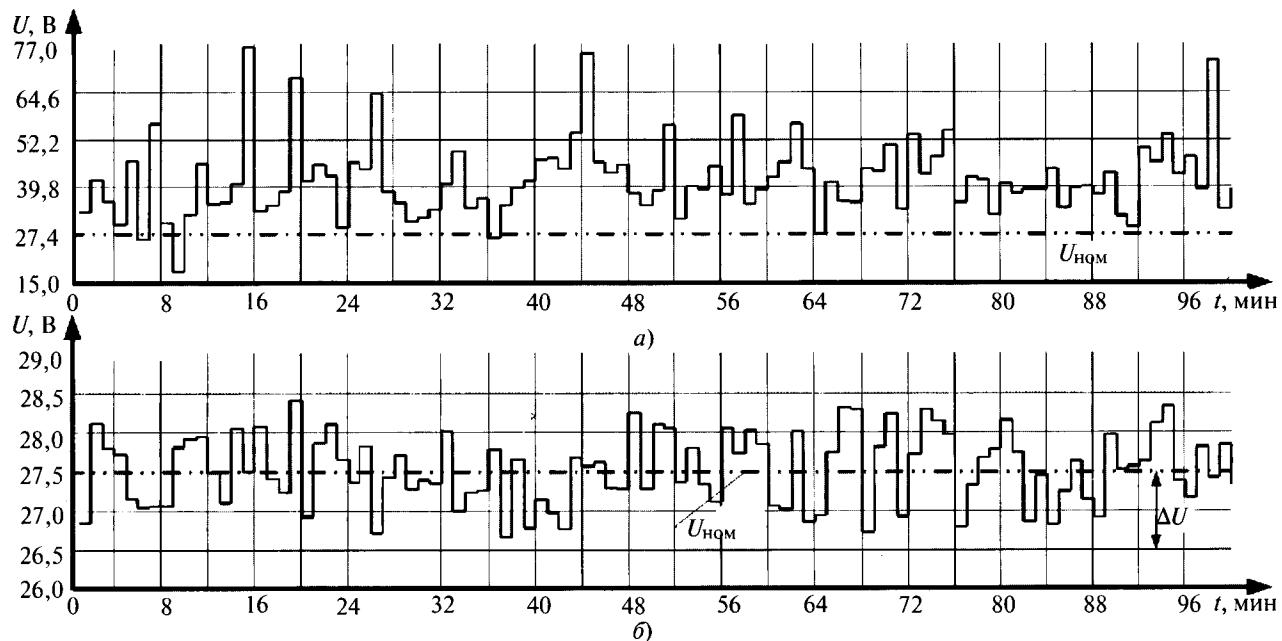


Рис. 5. Процессы изменения выходного напряжения батареи ТЭМ: а – при неизменной структуре ($n=\max$; $m=\max$); б – при перестраиваемой структуре ($n=n_{\text{opt}}(t)$; $m=m_{\text{opt}}(t)$)

TGM 199-1.4-0.8, номинальное напряжение $U_{\text{ном}} = 27,5$ В, заданное отклонение напряжения $\Delta U = 1$ В, ток нагрузки $I_{\text{нагр}} = 0 \div 100$ А, диапазон изменения разности температур $\Delta T = 70 \div 130$ °С.

Анализ полученных результатов показывает, что для одних и тех же случайных процессов изменения $I_{\text{нагр}}$ и ΔT использование перестраиваемой структуры батареи с применением предложенного алгоритма управления позволяет обеспечить требуемое качество выходного напряжения. При этом в отличие от неизменной структуры перестраиваемая позволяет максимально использовать текущие мощностные характеристики каждого модуля.

Таким образом, использование ТЭМ для источников электроэнергии САЭ, предложеные структура и алгоритм управления позволяют увеличить тепловой КПД приводного двигателя на 1,8–2%, выходную мощность – до 10%, снизить удельный расход топлива на 9–10%, что в свою очередь позволит увеличить время автономной работы системы. Эффективность предлагаемого комбинированного источника будет увеличиваться по мере разви-

тия технологий производства ТЭМ, связанных, прежде всего, с увеличением их энергетических и экономических характеристик.

Список литературы

1. Марченко О.В. Методы расчета термоэлектрических генераторов / Новосибирск: Наука. Сибирская издательская фирма РАН, 1995.
2. Васильев Н.Г. Перспективные разработки источников питания в автомобилестроении // Computerworld Россия. 2008. №2.
3. Молодов С.Н., Мартяшин Ю.В. Структура комбинированного источника электроэнергии комплексов военного назначения // Труды 29 межрегиональной НТК. Серпухов. 2010.
4. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика. М.: Высшая школа, 2003.

Мартяшин Юрий Викторович – начальник кафедры «Электротехника, электроника и электроснабжение РК» Серпуховского военного института ракетных войск, канд. техн. наук. Окончил факультет «Системы управления летательных аппаратов» Серпуховского высшего военного командно-инженерного училища им. Ленинского комсомола в 1984 г.

Молодов Сергей Николаевич – аспирант кафедры «Электротехника, электроника и электроснабжение РК» Серпуховского военного института ракетных войск. Окончил факультет «Системы управления летательных аппаратов» Серпуховского военного института ракетных войск в 2003 г.

Обеспечение статической устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами при выборе оптимального фазного напряжения

КОРШУНОВ А.И.

Показано, что, выбирая достаточный коэффициент усиления контура регулирования тока статора, можно сделать статически устойчивыми стационарные режимы, оптимальные по КПД при любом допустимом моменте нагрузки, а режимы, оптимальные по $\cos\varphi$, – только при моментах, меньших граничного. Для заданного значения момента нагрузки получены выражения амплитуды входного сигнала контура регулирования тока, обеспечивающей оптимальный стационарный режим.

Ключевые слова: синхронный двигатель, постоянные магниты, статическая устойчивость.

Выбор оптимального напряжения питания синхронного двигателя (СД) по КПД, коэффициенту мощности ($\cos\varphi$) [1] или какому-либо другому критерию не гарантирует его статическую устойчивость [2,3]. При питании СД от автономного инвертора напряжения (АИН) задачу обеспечения статической устойчивости рационально решать одновременно с защитой ключей АИИ от перегрузки по току. Как и в приводах постоянного тока, построенных по принципу подчинённого управления, для ограничения тока используем контур регулирования фазных токов статора СД. При питании СД от АИН с широтно-импульсным управлением рационально изменять длительность включения транзисторов каждого плача моста в зависимости от разности мгновенных значений заданного и действительного токов соответствующей фазы статорной обмотки ($i_{3j} - i_j$, $j=a,b,c$) (рис. 1). Регулятор тока каждой фазы (PT_j , $j=a,b,c$) состоит из пропорционального регулятора Р и широтно-импульсного модулятора ШИМ.

Статическая устойчивость синхронного двигателя при наличии обратной связи по току

Непрерывную модель трёхфазного широтно-импульсного контура регулирования токов

It is shown that, choosing the sidebar gain factor of the stator sufficient value current regulation it is possible to do statically firm stationary modes optimum on efficiency factor under any possible moment of the load, but modes optimum on $\cos\varphi$, – only at the less borderline moments. For given measurement of the load moment the sidebar input signal expressions of the current regulation providing optimum stationary mode are received.

Key words: synchronous motor, dc magnet, statically firm.

СД (рис. 1) [4] в линейной зоне модуляторов (ШИМ) в результате декомпозиции можно описать следующей системой дифференциальных уравнений:

$$L_{\Sigma} \frac{di_j}{dt} + ri_j = u_j - e_j, \quad j=a,b,c; \quad (1)$$

$$J \frac{d\omega_p}{dt} = M_{\text{ЭМ}} - M_{\text{Н}}; \quad (2)$$

$$u_j = K_i [i_{3j} - i_j], \quad (3)$$

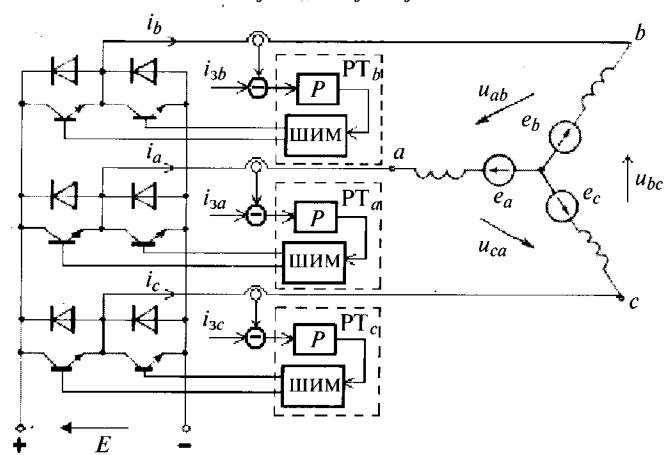


Рис. 1

где L_{Σ} и r – суммарная индуктивность и активное сопротивление фазы статора; $K_i = 0,5K_p E / \delta_m$ – коэффициент обратной связи по току; K_p – коэффициент усиления пропорциональных регуляторов тока (рис. 1); E – напряжение питания АИН; δ_m – граница линейной зоны ШИМ; J – суммарный момент инерции ротора СД и нагрузки;

$$i_{3j}(t) = I_{3m} \cos(\omega t + \varphi + \psi), \quad (4)$$

$$j = a, b, c; \quad \psi_a = 0; \quad \psi_b = -2\pi/3; \quad \psi_c = 2\pi/3;$$

$i_j(t)$ – фазный ток статора; e_j – ЭДС вращения, наводимая полем ротора в обмотке статора; $M_{\text{эм}}$ – электромагнитный вращающий момент СД; M_h – момент нагрузки; $\omega_p = d\theta_p / dt$ – скорость вращения ротора; θ_p – угол поворота ротора, отсчитываемый от оси обмотки фазы A в направлении вращения поля статора до оси S полюса ротора [2], за положительное направление оси принято направление, совпадающее с N -полюсом статора при $i_a = I_m$, $i_b = i_c = -I_m/2$;

$$M_{\text{эм}}(t) =$$

$$= -C_e \left[i_a \sin \theta_p + i_b \sin \left(\theta_p - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \sin \left(\theta_p + \frac{2\pi}{3} \right) \right]; \quad (5)$$

$$e_j = -C_e \omega_p \sin(\theta_p + \psi_j), \quad j = a, b, c; \quad (6)$$

C_e – конструктивная постоянная.

Подстановка уравнений управления (3) в соответствующие уравнения электрического равновесия (1) даёт

$$L_{\Sigma} \frac{di_j}{dt} + Ri_j = u_{3j} - e_j; \quad j = a, b, c; \quad (7)$$

$$R = r + K_i, \quad (8)$$

где R – фиктивное активное сопротивление фазы СД, $R > r$; $u_{3j} = K_i i_{3j}$ – фиктивное фазное напряжение СД.

При постоянном моменте нагрузки $M_h = \text{const}$ в замкнутом контуре регулирования тока желательны стационарные режимы, описываемые при одной паре полюсов СД следующими уравнениями:

$$i_j^0 = I_m \cos(\omega t + \psi_j), \quad j = a, b, c;$$

$$\psi_a = 0; \quad \psi_b = -2\pi/3; \quad \psi_c = 2\pi/3;$$

$$U_{3j} = U_{3m} \cos(\omega t + \varphi + \psi_j), \quad U_{3m} = K_i I_{3m}; \quad (9)$$

$$M_{\text{эм}} = C_m I_m \sin \delta = M_h, \quad C_m = 3C_e / 2;$$

$$\theta_p = \omega_p t - \delta, \quad \omega_p = \omega;$$

$$e_j = -C_e \omega \sin(\theta_p + \Psi_j),$$

где δ – отставание поля ротора от поля статора.

Поскольку в уравнении (7) согласно (8) можно изменять фиктивное активное сопротивление R , желательные стационарные режимы можно сделать асимптотически устойчивыми, т.е. обеспечить статическую устойчивость СД [3] независимо от значения суммарного момента инерции J , выполнив неравенство

$$R > \omega L_{\Sigma} \text{ или } K_i > \omega L_{\Sigma} - r. \quad (10)$$

Разумеется, необходимо учитывать ограничения, накладываемые на K_i условием устойчивости контура регулирования тока, как замкнутой широтно-импульсной системы. При $r \approx 0$ условие его устойчивости имеет вид неравенства [4]:

$$K_p < 4 \frac{L_{\Sigma} \delta_m}{ET} \text{ или } \frac{K_p E}{2\delta_m} = K_i < 2 \frac{L_{\Sigma}}{T} = \frac{2}{\omega T} \omega L_{\Sigma}. \quad (11)$$

Поскольку $\frac{2}{\omega T} = \frac{F}{\pi f}$, где F – частота ШИМ,

f – частота основной гармоники фазного напряжения, а обычно $F/f > 20$, условие (11) вполне выполнимо.

Векторные диаграммы стационарного режима

В стационарном режиме уравнения (7) можно записать в виде:

$$\omega L_{\Sigma} I_m \cos(\omega t + \pi/2 + \psi_j) + RI_m \cos(\omega t + \psi_j) + (12)$$

$$+ E_m \cos(\omega t - \delta + \pi/2 + \psi_j) = U_{3m} \cos(\omega t + \varphi + \psi_j),$$

где $E_m = C_e \omega$; $E_m < U_{3m}$, что необходимо для исключения статической неустойчивости перевозбуждённого СД при малых нагрузках [3].

По уравнению (12) при постоянных U_{3m} и $\omega(E_m)$ для различных значений δ , лежащих для двигательного режима в пределах $0 \leq \delta \leq \pi$, можно построить векторные диаграммы для амплитуды фиктивного фазного напряжения U_{3m} и фиктивного полного сопротивления фазы $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L_{\Sigma}^2}$, $\text{tg} \Phi_a = \omega L_{\Sigma} / R$.

Амплитуда реального фазного напряжения U_m при изменении δ , в отличие от U_{3m} , не остается постоянной. Записав для стационарного режима уравнение (1) в виде

$$\omega L_{\Sigma} I_m \cos(\omega t + \pi/2 + \psi_j) + r I_m \cos(\omega t + \psi_j) + (13) \\ + E_m \cos(\omega t - \delta + \pi/2 + \psi_j) = U_m \cos(\omega t + \varphi_1 + \psi_j),$$

где U_m и φ_1 – действительные амплитуда и фаза реального фазного напряжения СД, и вычитая его из уравнения (12), получаем с учётом (8):

$$U_m \cos(\omega t + \varphi_1 + \psi_j) = (14) \\ = U_{3m} \cos(\omega t + \varphi + \psi_j) - K_i I_m \cos(\omega t + \psi_j).$$

На рис. 2 для выбранного угла $\delta \approx \pi/4$ при заданных амплитудах U_{3m} и E_m ($a = E_m / U_{3m} = 5/9$) по уравнениям (10) и (14) построены векторы U_{3m} и U_m . Заметим, что соотношение E_m и U_{3m} выбрано из соображения наглядности построения. В реальных условиях E_m / U_{3m} должно быть значительно меньше. Там же для пояснения построений представлены треугольник сопротивлений статорной обмотки при фиктивном R и реальном r активном сопротивлении статора. Строчными буквами z и φ_a обозначены реальные параметры полного фазного сопротивления. Выбраны значения $\omega L_{\Sigma} / r = 28/3$ ($\varphi_a = 1,461$ или $83^\circ,88$), $\omega L_{\Sigma} / R = 22/45$ ($\Phi_a = 0,4547$, или $26^\circ,05$).

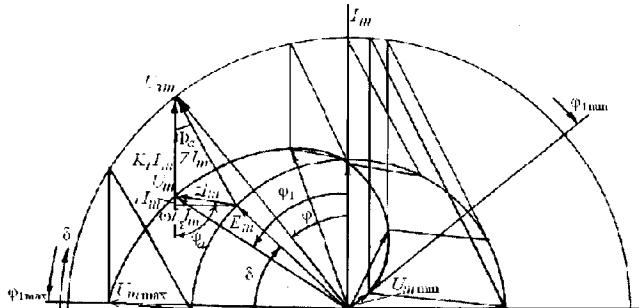


Рис. 2

При изменении δ от 0 до π амплитуда вектора реального фазного напряжения уменьшается от $U_{m\max}$ до $U_{m\min}$. Его фазовый сдвиг относительно фазного тока φ_1 изменяется в пределах от фазового опережения $\varphi_{1\max}$ ($\varphi_{1\max} > 0$) до фазового запаздывания $\varphi_{1\min}$ ($\varphi_{1\min} < 0$). Режим работы СД при этом изменяется в пределах от недовозбуждения ($a = E_m / U_{3m} < 1$) до перевозбуждения ($a = E_m / U_{3m} > 1$).

На рис. 3 представлены зависимости электромагнитного момента, фазного тока и действительного фазного напряжения от угла δ , построенные в относительных единицах: $m = \frac{M_{\text{эм}}}{(M_{\text{эм}})_{\max}}$, $i = \frac{I_m}{(I_m)_{\max}}$, $u = \frac{U_m}{(U_m)_{\max}}$ в системе

MatLab. Функции $m(\delta)$ и $i(\delta)$ рассчитаны по известным выражениям [2] для $a < 1$ ($a = 5/9$). Для вычисления значений $u(\delta)$ использовано выражение, полученное из векторных диаграмм:

$$u(\delta) = \sqrt{[\alpha^2 + c^2 y^2 + 2acy \sin(\delta + \varphi_a)] / d}, \quad (15)$$

$$\text{где } y(\delta) = -\sin(\delta + \Phi_a) + \sqrt{1 - a^2 \cos^2(\delta + \Phi_a)}; \\ c = \frac{z}{Z} = \sqrt{[1 + \operatorname{ctg}^2 \varphi_a] / [1 + \operatorname{ctg}^2 \Phi_a]}; \\ d = a^2 + c^2 y_0^2 + 2acy_0 \sin \varphi_a; \quad y_0 = y(0).$$

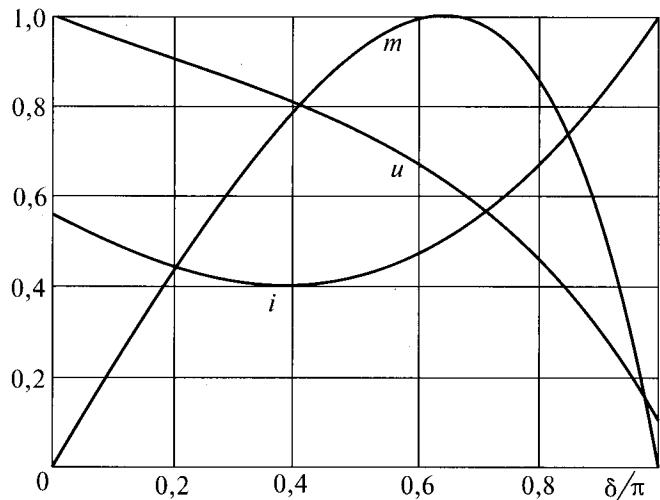


Рис. 3

Максимальное значение фазного напряжения

$$(U_m)_{\max} = U_{3m} \sqrt{d} = \\ = \sqrt{E_m^2 + c^2 U_{3m}^2 + 2U_{3m} E_m c y_0 \sin \varphi_a}. \quad (16)$$

Из векторных диаграмм (рис. 2) и из графиков (рис. 3) очевидно, что при выбранном небольшом $K_i \approx (27/14)\omega L_{\Sigma}$ значение тока статора I_m заметно изменяется при увеличении момента нагрузки ($M_h = M_{\text{эм}}$), а максимальное значение электромагнитный момент принимает при $\delta = \delta_{\max}$, заметно превосходящем $\pi/2$. Анализ показывает, что при увеличении K_i (практически K_p) изменений тока статора уменьшаются, а δ_{\max} приближается к $\pi/2$. Хотя увеличение K_i ограничено условием устойчивости (11), имеет смысл для обоснования сделанного вывода привести характер зависимостей в предельном случае, т.е. при $K_i \rightarrow \infty$:

$$i(t) = I_{3m} \sin(\omega t + \psi_j); \quad M_{\text{эм}} = C_M I_{3m} \sin \delta; \quad (17)$$

$$\delta_{\max} = \pi/2;$$

$$U_m = \sqrt{E_m^2 + z^2 I_{3m}^2 + 2z I_{3m} E_m \sin(\delta + \varphi_a)}. \quad (18)$$

Из (18) очевидно, что в предельном случае амплитуда потребного реального фазного напряжения максимальна при $\delta = \delta_u = \pi/2 - \varphi_a > 0$ и $(U_m)_{\max} = E_m + z I_{3m}$. В реальных условиях $\varphi_a \approx \pi/2$ и $\delta_u \approx 0$.

Определение амплитуды заданного тока, обеспечивающей оптимальный стационарный режим СД, и оценка его устойчивости

1. Режим, оптимальный по КПД. Как следует из графика $M_{\text{эм}}(\delta)$ при $I_{3m} = \text{const}$ (рис. 3), в зависимости от нагрузки СД ($M_h < M_{\text{эмmax}}$) устанавливается угол δ , соответствующий равенству $M_{\text{эм}}$ и M_h . Для обеспечения желаемого оптимального режима работы СД необходимо установить соответствующее значение I_{3m} .

При выборе стационарного режима с максимальным КПД необходимо при заданном значении M_h обеспечить $\delta = \pi/2$ [1]. Оптимальное значение U_{3m} (U_{3m0}) легко найти из векторной диаграммы, построенной на рис. 4, а:

$$I_{3m0} = U_{3m0} / K_i, \quad (19)$$

$$\text{где } U_{3m0} = \sqrt{(E_m + RI_m)^2 + \omega^2 L_{\Sigma}^2 I_m^2} =$$

$$= \sqrt{E_m^2 + I_m^2 Z^2 + 2E_m I_m Z \cos \Phi_a}; \quad E_m = C_e \omega;$$

$$I_m = M_h / C_m.$$

Из рис. 4, а очевидно, что $U_{3m0} > U_m > E_m$. Это означает, что оптимальный по КПД стационарный режим соответствует недовоз-

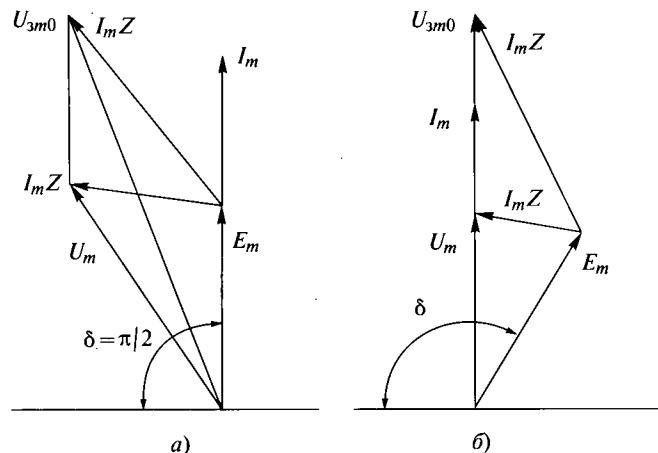


Рис. 4

буждённому СД. Поскольку угол, соответствующий максимальному электромагнитному моменту СД, больше $\pi/2$ ($\delta_{\max} > \pi/2$, в силу выполнения условия $R > \omega L_{\Sigma}$ оптимальные по КПД стационарные режимы согласно [3] статически устойчивы.

Необходимое качество переходных процессов можно обеспечить подбором значения K_i .

2. Режим, оптимальный по $\cos \varphi_1$. Несколько сложнее определяются U_{3m0} и I_{3m0} в случае стационарного режима, оптимального по коэффициенту мощности ($\cos \varphi_1 = \text{max}$).

Из векторной диаграммы, построенной на рис. 4, б для максимального коэффициента мощности ($\cos \varphi_1 = \text{max} = 1$),

$$\begin{cases} U_{3m0} = E_m \sin \delta + I_m R; \\ E_m \cos \delta + I_m \omega L_{\Sigma} = 0. \end{cases} \quad (20)$$

Подставив в последнее уравнение системы (20) I_m , выраженное из третьего уравнения системы (9), получаем:

$$\sin(2\delta) = -m, \quad (21)$$

где $m = \frac{M_h}{M_{\text{пр}}}$; $M_{\text{пр}} = \frac{C_M E_m}{2\omega L_{\Sigma}}$ – максимальный момент нагрузки, при котором ещё возможен стационарный режим с $\cos \varphi = 1$.

Решение (21) существует при $0 < m < 1$, т.е. при $0 < M_h < M_{\text{пр}}$.

На множестве допустимых значений δ ($0 \leq \delta \leq \pi$) существуют два решения уравнения (21):

$$(\delta_0)_{1,2} = \begin{cases} \pi - 0,5 \arcsin(m) \geq 3\pi/4; \\ \pi/2 + 0,5 \arcsin(m) \leq 3\pi/4. \end{cases} \quad (22)$$

Исключая I_m из системы уравнений (20), получаем:

$$U_{3m0} = -E_m \cos(\delta + \Phi_a) / \sin \Phi_a,$$

что с учётом выражения (22) даёт:

$$\frac{(U_{3m0})_{1,2}}{E_m} = \begin{cases} \cos(\Phi_a - 0,5 \arcsin(m)) / \sin(\Phi_a); \\ \sin(\Phi_a + 0,5 \arcsin(m)) / \sin(\Phi_a). \end{cases} \quad (23)$$

Из векторной диаграммы рис. 4, б следует, что длина вектора U_{3m0} больше длины вектора E_m , поскольку первый лежит в треугольнике против большего угла. Это значит, что в стационарных режимах с $\cos \varphi = 1$ СД также недовозбуждён.

Ток двигателя в двух возможных стационарных режимах, оптимальных по $\cos \varphi_1$, определяется выражением

$$(I_{m0})_{1,2} = \frac{M_H}{C_M \sin(\delta_0)_{1,2}} = \begin{cases} (M_H / C_M) \sqrt{2 / [1 - \sqrt{1 - m^2}]}; \\ (M_H / C_M) \sqrt{2 / [1 + \sqrt{1 - m^2}]} \end{cases} \quad (24)$$

Из (24) следует, что большему углу δ_0 ($\delta_0)_1$ соответствует больший ток I_{m0} и, следовательно, меньший КПД. Поэтому при статической устойчивости стационарного режима с меньшим значением δ_0 ($\delta_0)_2$ именно его и следует выбирать.

Так как $R > \omega L_\Sigma$, стационарный режим согласно [3] статически устойчив, если он соответствует точке на возрастающей ветви статической характеристики $M_{\text{эм}} = f(\delta)$ [2]. Это условие выполняется, если

$$\delta_0 < \delta_{\max}, \quad (25)$$

где δ_{\max} – значение угла δ , соответствующее максимуму электромагнитного момента СД.

Как известно [2],

$$\begin{aligned} \delta_{\max} &= \pi - \arcsin[(1 - \cos(\Phi_a)) / \sqrt{1 - 2\cos(\Phi_a) + a^2}] = \\ &= \pi - \arcsin[1 / \sqrt{1 + (\sin(\Phi_a))^2 / (1 - \cos(\Phi_a))^2}] > \pi / 2. \end{aligned} \quad (26)$$

Согласно (23) $a = E_m / U_{3m0}$ при каждом m ($0 < m < 1$) имеет два значения:

$$\begin{aligned} (a)_{1,2} &= \frac{E_m}{(U_{3m0})_{1,2}} = \begin{cases} \sin(\Phi_a) / \cos(\Phi_a - 0,5\arcsin(m)); \\ \sin(\Phi_a) / \sin(\Phi_a + 0,5\arcsin(m)), \end{cases} \\ a_2 &> a_1. \end{aligned} \quad (27)$$

Таким образом, зависимость $\delta_{\max}(m)$ имеет две ветви $(\delta_{\max})_1$ и $(\delta_{\max})_2$, как и зависимость $\delta_0(m)$. На рис. 5 для значения $\operatorname{tg}(\Phi_a) = 22 / 45$ по выражениям (22), (26), (27) построены обе ветви указанных зависимостей. Очевидно, что все стационарные режимы, соответствующие углам $(\delta_0)_1$ статически неустойчивы, а стационарные режимы, соответствующие углам $(\delta_0)_2$ статически устойчивы при $m < m_{\text{тр}} \approx 0,79$.

Точное значение $m_{\text{тр}}$ даёт решение трансцендентного уравнения:

$$\begin{aligned} x + \arcsin[1 / \sqrt{1 + (\sin^2(\Phi_a) / (\sin(\Phi_a + x) - \rightarrow \\ \rightarrow \sin(\Phi_a) \cos(\Phi_a)))^2}] &= \pi / 2, \quad m = \sin(2x). \end{aligned}$$

Решая его в системе MatLab, получаем в коротком формате $m_{\text{тр}} = 0,7891$.

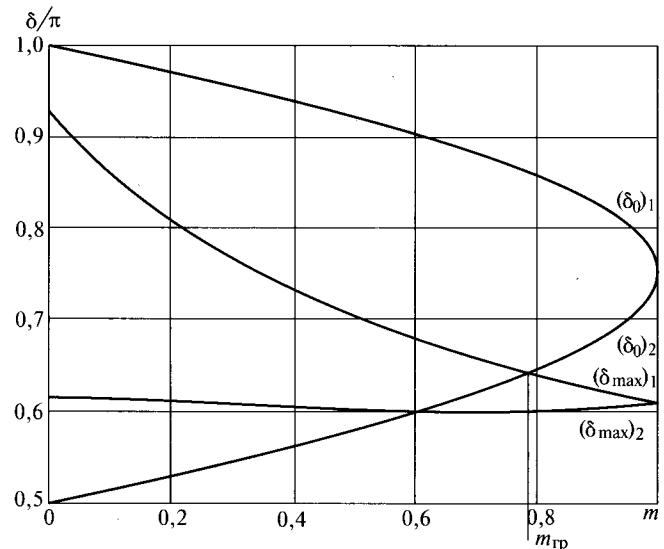


Рис. 5

Несложно доказать и в общем случае, что все стационарные режимы, соответствующие углам $3\pi / 4 < (\delta_0)_1 < \pi$, статически неустойчивы даже при $\Phi_a < \pi / 4$.

Таким образом в случае $0 < M_H \leq M_{\text{пр}}$ ($m < 1$) для реализации стационарного режима, оптимального по $\cos\varphi_1$ ($\cos\varphi_1 = 1$), необходимо обеспечить

$$U_{3m0} = E_m \sin(\Phi_a + \frac{1}{2} \arcsin(m)) / \sin(\Phi_a),$$

приняв $I_{3m0} = \frac{U_{3m0}}{K_i}$.

В случае $M_H > M_{\text{пр}}$ ($m > 1$) стационарный режим, оптимальный по коэффициенту мощности ($\cos\varphi_1 = \max$), можно построить, исследуя на экстремум по углу δ функцию $\cos\varphi_1 = f(\delta)$. Из предыдущего ясно, что максимум $\cos\varphi_1$ в этом случае меньше 1. Выразив $\cos\varphi_1$ через значение $\operatorname{tg}(\varphi_1)$ в виде

$$\cos(\varphi_1) = 1 / \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2(\varphi_1)}, \quad -\pi / 2 < \varphi_1 < \pi / 2, \quad (28)$$

где

$$\operatorname{tg}(\varphi_1) = [\sin(2\delta) + m] / [1 - \cos(2\delta) + m \operatorname{tg}(\varphi_a)], \quad (29)$$

φ_1 – сдвиг фаз тока и действительного фазного напряжения; $m = \frac{M_H}{M_{\text{пр}}}$; $M_{\text{пр}} = \frac{C_M E_m}{2\omega L_\Sigma}$, получаем,

что максимальное значение $\cos\varphi_1$ принимает при минимуме $\operatorname{tg}^2(\varphi_1)$.

Исследование функции (29) на экстремум даёт на множестве допустимых значений $0 < \delta < \pi$ одно значение:

$$\delta_0 = \pi - [\arccos(1/q) + \arccos(g/q)]/2; \quad (30)$$

$$g = 1 + m \operatorname{ctg} \varphi_a; \quad q = \sqrt{g^2 + m^2},$$

соответствующее минимальному значению $\operatorname{tg}(\varphi_1)$:

$$\operatorname{tg}(\varphi_1)_{\min} = [mq^2 - g\sqrt{q^2 - 1} - m]/[gq^2 - g + m\sqrt{q^2 - 1}]. \quad (31)$$

По формуле (28) с учётом (31) легко вычислить максимально возможный коэффициент мощности при заданном моменте нагрузки M_H ,

т.е. при $m = \frac{M_H}{M_{\text{пр}}}$

$$(\cos \varphi_1)_{\max} = 1/\sqrt{1 + (\operatorname{tg}^2 \varphi_1)_{\min}} < 1.$$

Реальное фазное напряжение, обеспечивающее при заданном значении $M_H > M_{\text{пр}}$ стационарный режим, оптимальный по $\cos \varphi_1$,

$$U_m = E_m \sqrt{1 + \left(\frac{m}{2 \sin(\varphi_a) \sin(\delta_0)_1} \right)^2 + \frac{m \sin((\delta_0) + \varphi_a)}{\sin(\varphi_a) \sin(\delta_0)_1}};$$

$$\operatorname{tg} \varphi_a = \frac{\omega L_{\Sigma}}{r}. \quad (32)$$

Оно получено из уравнений стационарного режима (1) [1].

Фиктивное фазное напряжение находится из аналогичного выражения

$$U_{3m0} = E_m \sqrt{1 + \left(\frac{m}{2 \sin(\Phi_a) \sin(\delta_0)_1} \right)^2 + \frac{m \sin((\delta_0) + \Phi_a)}{\sin(\Phi_a) \sin(\delta_0)_1}};$$

$$\operatorname{tg} \Phi_a = \frac{\omega L_{\Sigma}}{R}. \quad (33)$$

Из выражений (32) и (33) очевидно, что оптимальный по $\cos \varphi_1$ стационарный режим при $M_H > M_{\text{пр}}$ также соответствует недовозбуждённому СД. Этот режим статически устойчив при выполнении условия (25), в которое следует подставлять значение δ_0 из (30). Значение δ_{\max} вычисляется по формуле (26) при $a = E_m / U_{3m0}$, определённой из выражения (35).

В практических случаях $r \approx 0$ ($\varphi_a \approx \pi/2$) несложно доказать, что при $M_H > M_{\text{пр}}$ ($m > 1$) условие (25) не выполняется ни при каких значениях $\Phi_a < \pi/4$. Это означает статическую неустойчивость всех стационарных режимов, оптимальных по значению $\cos \varphi_1$ при моменте большем граничного.

Нахождение оптимального значения заданного тока обмотки статора при неизвестном моменте нагрузки

Для вычисления амплитуды входного сигнала контура регулирования тока I_{3m0} , обеспечивающего стационарный режим, оптимальный по выбранному критерию, требуется знать значение M_H СД. Если M_H изменяется, а измерение его невозможно, можно организовать автоматический поиск значения I_{3m0} , доставляющего экстремум выбранному критерию оптимальности.

Поскольку при постоянном M_H стационарные режимы с максимальным КПД СД и с минимальным током статора совпадают [1], при поиске I_{3m0} , оптимального по КПД можно избежать трудностей, связанных с непрерывным определением КПД СД. Очевидно, что система экстремального управления [5], обеспечивающая поиск и поддержание амплитуды заданного тока I_{3m} , (рис.1), соответствующей минимальной амплитуде тока статора I_m , будет обеспечивать и максимальный КПД СД.

Несложно показать, что значение I_{3m0} , полученное в результате поиска, совпадает со значением, найденным из векторной диаграммы рис. 4,а и определяемым выражением (19).

Для этого достаточно исследовать на экстремум зависимость амплитуды тока статора от амплитуды заданного тока

$$I_m = [-E_m \sin(\delta + \Phi_a) + \sqrt{K_i^2 I_{3m}^2 - E_m^2 \cos^2(\delta + \Phi_a)}]/Z_a$$

при условии $C_m I_m \sin \delta = M_H$.

Решение задачи на условный экстремум даёт значение $\delta = \pi/2$ и I_{3m} , определяемое (19).

Нахождение и поддержание стационарного режима, оптимального по коэффициенту мощности, затруднено наличием двух оптимальных стационарных режимов при одном моменте нагрузки, из которых один, а при моменте, большем граничного, то и оба неустойчивы. Трудности, связанные с непрерывным определением $\cos \varphi$, можно уменьшить, учтя, что при малом активном сопротивлении обмотки статора максимум практически совпадает с минимумом произведения амплитуд фазных тока и напряжения СД.

Выбор типа и анализ системы экстремального управления представляет самостоятельную задачу.

Выводы

1. Управление током статора СД позволяет сделать статически устойчивыми стационарные режимы, оптимальные по КПД при любом допустимом моменте нагрузки, а режимы, оптимальные по значению $\cos\varphi_1$, – только при моментах, меньших граничного.

2. Если момент нагрузки известен, амплитуду входного сигнала контура регулирования тока, обеспечивающую оптимальный по КПД или $\cos\varphi_1$ стационарный режим СД, легко вычислить по полученным выражениям.

3. Если момент нагрузки не известен и не доступен для измерения, оптимальную амплитуду входного сигнала контура регулирования тока можно определять и поддерживать с помощью системы экстремального управления.

Список литературы

1. Коршунов А.И. Коррекция статической устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе // Электротехника. 2011. №. 2. С. 30–35.

2. Коршунов А.И. Построение математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе // Электротехника. 2009. №1. С. 19–26.

3. Коршунов А.И. Анализ статической устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами классическим методом // Электротехника. 2009. №2. С. 23–28.

4. Коршунов А.И. Непрерывная модель трехфазного контура регулирования тока синхронного двигателя с постоянными магнитами на роторе // Силовая электроника. 2007. №3. С.40–43.

5. Техническая кибернетика / Под ред. В.В. Соловьевника. Теория автоматического регулирования. Кн. 3. Ч.II, гл. XIX. М., 1969.

Коршунов Анатолий Иванович – профессор кафедры радиоэлектроники Военно-морского института радиоэлектроники им. А.С. Попова (Санкт-Петербург), доктор техн. наук. Окончил приборостроительный факультет Ленинградского механического института (ЛМИ) в 1970 г. Докторскую диссертацию по теоретическим основам анализа и синтеза следящих приводов с нелинейным дискретным управлением защитил в 1992 г. в ЛМИ.

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Токовая модель и выполнение закона Ома при поляризации центров захвата в полимерных кабельных электретах

НОВИКОВ Г.К., ФЕДЧИШИН В.В.

Представлены результаты экспериментального исследования влияния механических деформаций, радиационного сшивания и термического окисления на электретный эффект в полиолефиновых кабельных диэлектриках. Показано, что процесс поляризации полиолефиновых электретов в ЭГР описывается в рамках волновой-токовой модели. Показано, что при поляризации центров захвата в полимерных кабельных электретах выполняется закон Ома.

Ключевые слова: кабельная изоляция, электреты, поляризация, волновая-токовая модель.

Электретные свойства полиолефиновых диэлектриков в последнее время привлекают внимание исследователей в связи с возможностью их использования для контроля процессов радиационного сшивания полиолефиновой кабельной изоляции ионизирующими излучениями электрического газового разряда (ЭГР) [1–12]. Однако до настоящего времени малоизученными остаются вопросы, связанные с влиянием параметров ЭГР (разновидность газа, давление, междуэлектродное расстояние) и свойств полимерного диэлектрика (степень

Results are presented from the development and investigation of new technique crosslinked polymers cable insulation-(X-ray electric gas discharge –EGD technique). Gas charged electrets (both negative and positive) have been formed with polyethylene, polypropylene and polychlorovinil.

Key words: cable insulation, electrets, polarization, wave-currents model.

радиационной сшивки, степень термической окисленности, наличие механических напряжений) на процесс поляризации электретов в плазме ЭГР.

Целью настоящей статьи является обобщение ранее полученных результатов исследований [2–4,13] и новых модельных представлений в области поляризации в ЭГР модифицированных полиолефиновых кабельных электретов. Работа выполнена в Иркутском ГТУ и ОАО «Иркутсккабель».

Исследовалась кабельная – полиэтилен (ПЭ), полипропилен (ПП) и поливинилхлорид (ПВХ) – изоляция в виде плёнки и отрезков на кабельной ТПЖ [2–4,9]. Сравнивались электретные свойства немодифицированной полимерной кабельной изоляции и изоляции, подвергнутой действию предварительной модификации радиационного сшивания, термоокислительной деструкции, механических растягивающих нагрузок. Диэлектрики поляризовались в плазме ЭГР в аргоне, гелии и воздухе при разных параметрах ЭГР (разных значениях напряжения, давления и междуэлектродного расстояния).

Измерялись значения электретной разности потенциалов U_3 , спектры токов термостимулированной деполяризации (ТСД), степень окисления по ИК спектрам, степень сшивки K_g и K_p (K_g – по выделению гель фракции, K_p – поляризационным способом [4]). Электретная разность потенциалов измерялась методом компенсации с вибрирующим электродом. Спектры токов ТСД измерялись с блокированными измерительными электродами [10–12].

До настоящего времени не существует единой модели поляризации полиолефиновых электретов в ЭГР [10–13]. Нет единой точки зрения на то, что представляют собой центры захвата носителей заряда в полимерных электретах и какие параметры диэлектриков и ЭГР

определяют процессы электретной поляризации. Следует отметить, что многие авторы (А.Н. Губкин, Б. Гросс, Б. Сесслер и др. [10–12]) считают, что процесс поляризации полимеров объясняется простейшей корпускулярной моделью. Предполагается, что центры захвата носителей заряда в полиолефинах представляют собой макроскопические дефекты (границы полимерной аморфной и кристаллической фазы, границы между органическим и неорганическим веществом и т.д.). Нет сведений о вкладе полярных химических связей в процесс электретной поляризации полиолефинов в ЭГР.

Исследования электретной поляризации модифицированных полимеров позволяют разработать поляризационную модель и определить физическую природу центров захвата носителей заряда в полимерной кабельной изоляции.

При описании поляризации полимерных электретов в ЭГР за счёт инжекции электронов и ионов газового разряда в приповерхностный слой диэлектрика различаются две вероятные модели поляризации: корпускулярная – потенциальная и волновая – токовая модели.

Корпускулярная–потенциальная модель поляризации (рис. 1, а), представленная в [1, 10–12], рассматривает процесс поляризации как результат взаимодействия потока корпускул (ионов и электронов ЭГР) с поверхностью диэлектрика. Согласно этой модели движущиеся заряженные частицы ЭГР проникают в тонкий приповерхностный слой поляризуемого диэлектрика толщиной δ_+ и равномерно заполняют его, вызывая накопление абсорбционного заряда $\sigma_{\text{абс}}$ до тех пор, пока не будет скомпенсирована напряжённость внешнего поля E вблизи поляризумой поверхности. В рамках корпускулярной–потенциальной модели процесс формирования электретной разности потенциалов U_3 в ЭГР не учитывает волновые свойства частиц и может быть описан с использованием уравнений теории газового разряда Таунсенда и теории электризации Потенье:

$$E_K = 31,0\delta \left(1 + \frac{0,308}{\sqrt{\delta r}} \right), \quad \delta = p / p_0; \quad (1)$$

для диэлектрической частицы

$$q_m = 4\pi\epsilon_0 \left(1 + 2 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} \right) E a^2; \quad (2)$$

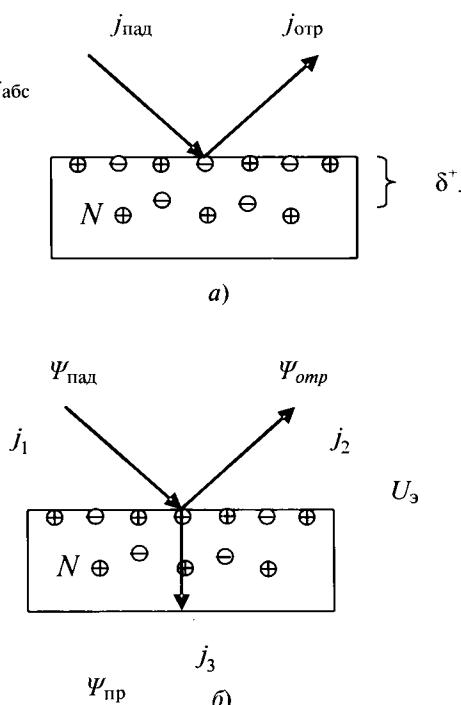


Рис. 1. Схема поляризации электретов в ЭГР: а – корпускулярная – потенциальная модель поляризации, б – волновая – токовая модель поляризации

для проводящей частицы

$$q_m = 12\pi\epsilon_0 E a^2, \quad (3)$$

где p – давление газа; r – радиус кривизны электрода; q_m – максимальный заряд поверхности; ϵ – диэлектрическая проницаемость поляризуемого материала; a – радиус частицы.

Уравнение (1) – закон Пика для начала коронирования, (2), (3) – уравнения Потенье для заряда диэлектрической и проводящей частиц.

Недостатки корпускулярной модели поляризации электретов в ЭГР:

1. Не учитывает влияние плотности тока заряженных частиц ЭГР и концентрации центров захвата в диэлектрике.

2. Не может объяснить влияние механической вытяжки, радиационной и термической модификации.

3. Не объясняет влияние напряжения, междуэлектродного расстояния, давления и состава газа.

Трудности корпускулярной модели поляризации полиолефиновых электретов разрешаются при использовании волновой–токовой модели поляризации.

Токовая модель поляризации электретов в ЭГР (рис. 1,б) предполагает, что поток заряженных частиц, ионов и электронов обладает волновыми свойствами и описывается с помощью волновой функции ψ . Он состоит из падающей $\psi_{\text{пад}}$, отражённой $\psi_{\text{отр}}$ и преломлённой $\psi_{\text{пр}}$ составляющих [2,8,9]. Интенсивности радиации в каждой составляющей $|\psi_i|^2 = j_i$ определяют плотность тока ионов и электронов в данной точке. Чтобы осцилляции волновой функции ψ не вызывали неоправданные осцилляции плотности тока необходимо, чтобы плоские падающая и отражённые волны ψ_1 и ψ_2 представлялись комплексными волновыми функциями вида:

$$\psi_1 = A_1 e^{2\pi i(kx-vt)}; \psi_2 = A_2 e^{2\pi i(-kx-vt)}. \quad (4)$$

Интенсивность преломлённой волны определяет поток заряженных частиц j , проникающих в вещество и захватывающихся на электрически активных ловушках. Отсюда следует выражение для электретной разности потенциалов в зависимости от интенсивности тока преломления $j_3 = j$ и плотности электрически активных центров захвата N :

$$U_3 = k_j N j, \quad (5)$$

где k_j – коэффициент пропорциональности, зависящий от коэффициентов отражения и преломления волновых функций электронов и ионов.

Для плотности разрядного тока ЭГР выполняется закон Таунсенда

$$j = j_0 \exp(\alpha l), \quad (6)$$

и общее выражение для тока ЭГР [5–7]

$$j = \frac{2\mu U(U - U_k)}{R^2 \ln(R/r)}, \quad (7)$$

где α – коэффициент ударной ионизации; l – междуэлектродное расстояние.

При поляризации полимерных электретов в гелии, аргоне и воздухе при разных напряжениях, давлениях и междуэлектродных расстояниях показано [2], что уравнения (5)–(7) токовой модели наиболее полно описывают процесс электретной поляризации в ЭГР. Они позволяют учесть совокупное влияние параметров ЭГР (напряжение, плотность тока ЭГР, состав газа, давление, междуэлектродное расстояние) и свойства модифицированного полиолефинового диэлектрика (радиационное сшивание, термическое окисление, механические напряжения).

Уравнение (5) токовой модели представляет собой закон Ома для процесса поляризации полиолефиновых диэлектриков в плазме ЭГР. Выполнение закона Ома при электретной поляризации полиолефиновых диэлектриков в ЭГР подтверждается также многими другими

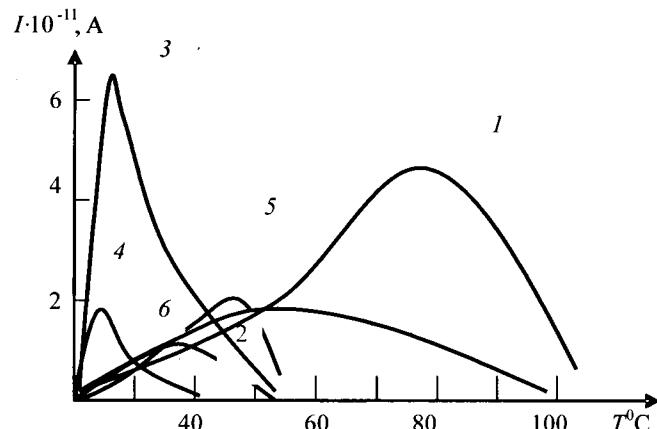


Рис. 2. Спектры токов ТСД кабельной изоляции из полиэтилена (1,3,5) и поливинилхлорида (2,4,6): 1,2 – необлучённые образцы; 3,4 – через 1 ч после облучения ионизирующим излучением ЭГР; 5,6 – через 120 ч после облучения ионизирующим излучением ЭГР

экспериментами. Об этом свидетельствуют результаты измерения распределения электретного потенциала в многослойных полиолефиновых электретах, результаты исследования влияния на U_{ϑ} напряжения U ЭГР, угла конусности коронирующего электрода r , давления газа p и т.д.[2,9].

Ионизирующие излучения ЭГР существенным образом изменяют электрические свойства полиолефиновых диэлектриков, вызывая в них обратимую радиационную проводимость и необратимые процессы радиационного сшивания. Радиационная проводимость облучённых полиолефинов вызывает обратимое смещение спектров токов термостимулированной деполяризации (ТСД) в область низких температур (рис. 2). Радиационное ЭГР сшивание полиолефинов вызывает в них снижение концентрации N полярных связей $-C-H$ за счёт выхода H и возникновение механических напряжений, ориентирующих диполи $-C-H$ в на-

правлении, перпендикулярном j . В результате необратимо уменьшается электретная поляризуемость полиолефинов (рис. 3). Измерения U_{ϑ} могут быть использованы для инструментального контроля за процессами радиационного сшивания полиолефиновой кабельной изоляции [3].

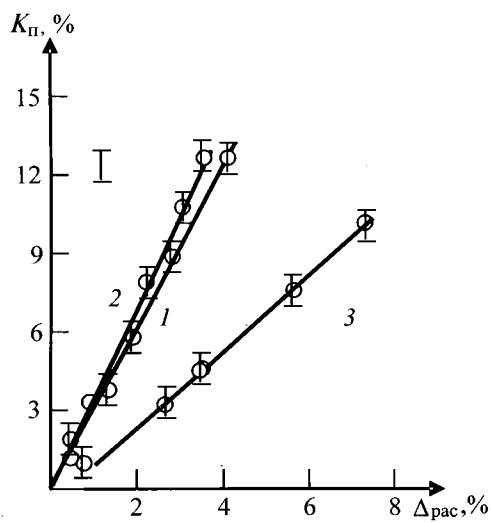


Рис. 3. Зависимость $K_{\Pi}=f(\Delta_{pac})$ для (ПЭ плёнки, $h=120$ мкм – 1, ПП плёнки, $h=10$ мкм – 2 и ПВХ плёнки, $h=120$ мкм – 3), деформация симметричного растяжения в кольце

Термическое окисление вызывает необратимое увеличение электретной поляризуемости полиолефиновых диэлектриков в ЭГР. После длительного отжига при 85°C (более 400 ч) на воздухе ПЭ, ПП и ПВХ плёнки приобретают характерный коричневый цвет, который согласно данным ИК-спектроскопии обусловлен уве-

личением концентрации N полярных $-C-O$ связей и уменьшением концентрации неполярных $-C-C$ связей за счёт процессов окисления.

Показано, что пропорционально степени окисления полиолефинов увеличивается их электретная поляризуемость в ЭГР [3,13]. Экспериментальные исследования влияния термического окисления на поляризуемость полиолефиновых диэлектриков подтверждают справедливость токовой модели поляризации электретов.

Исследования влияния механических напряжений на U_{ϑ} показали, что они уменьшают электретную поляризуемость полиолефиновых диэлектриков [2,13].

При захвате на полярном электрически активном центре $\bar{\mu}$ в диэлектрике заряженная частица ЭГР преобразует свою кинетическую энергию в тепловую энергию колебания атомов или в ИК-излучение в области 3000 см^{-1} .

Энергия, поглощаемая дипольным электрически активным центром захвата при захвате, пропорциональна скалярному произведению производной дипольного момента по нормаль-

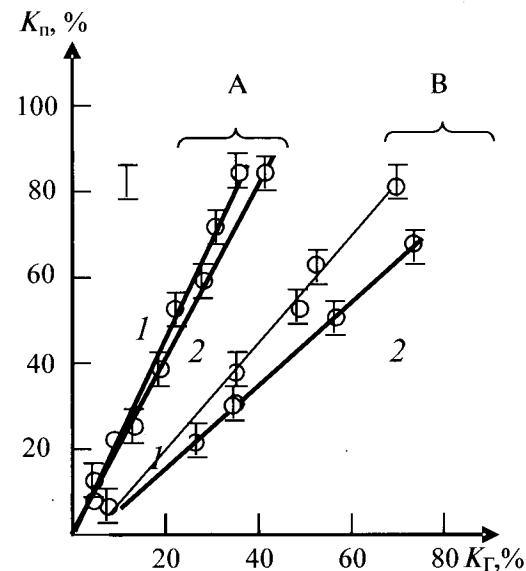


Рис. 4. Зависимость $K_{\Pi}=f(K_{\Gamma})$ для А (ПЭ плёнки, $h=120$ мкм – 1 и 1000 мкм – 2) и В (ПВХ плёнки, $h=120$ мкм – 1 и 1000 мкм – 2), сшитые ионизирующим излучением ЭГР, $U_p=30$ кВ

ной координате q (переходный момент $\bar{\mu} / dq$) на электрический вектор \vec{E} :

$$dw \approx \left(\frac{\bar{\mu}}{dq} \vec{E} \right) dq. \quad (7)$$

Взаимодействие вызывает три возможных варианта поляризации электретов:

1. Поляризация отсутствует, если дипольный момент электрически активного центра захвата равен нулю ($\bar{\mu}=0$).

2. Поляризация максимальна, когда вектор параллелен отличному от нуля переходному моменту $\frac{\bar{\mu}}{dq}$.

3. Поляризация отсутствует, когда оба вектора \vec{E} и $\frac{\bar{\mu}}{dq}$ взаимно перпендикулярны.

В неориентированных полиолефиновых полимерных плёнках, вероятны любые направления дипольного момента $\bar{\mu}$. По этой причине в электретах из таких плёнок наблюдается некоторое среднее значение $U_{\text{э.ср.}}$.

Механическая вытяжка полимерных плёнок вызывает ориентирование дипольных моментов $\bar{\mu}$ в направлении параллельном плоскости вытяжки и перпендикулярном \vec{E} . Из этого следует, что растяжение полиолефиновых плёнок должно сопровождаться уменьшением поляризации электретов. На рис. 3 представлены результаты исследования поляризации полимерных плёнок ПЭ, ПП и ПВХ до и после механической вытяжки в металлическом кольце. Видно, что растяжение полимерных плёнок вызывает уменьшение их электретной поляризации в ЭГР, что соответствует выводам токовой модели.

Известно [2,13], что радиационное сшивание полиолефиновых плёнок вызывает в них сильные продольные механические напряжения вплоть до образования микротрешин перпендикулярных поверхности плёнок. В плёнках происходит одновременное радиационное уменьшение концентрации полярных связей N и ориентация $\bar{\mu}$ в направлении наименьшей поляризации. Радиационное сшивание полиолефиновых плёнок сопровождается заметным уменьшением их электретной поляризуемости в ЭГР (рис. 4.). Экспериментальный результат по одновременному влиянию радиационного сшивания на концентрацию полярных связей и появление в полиолефиновых плёнках механических напряжений свидетельствует о том, что полярные связи

$-\text{C}-\text{H}$ являются электрически активными центрами захвата носителей заряда в полиолефиновых диэлектриках.

Выводы

1. Токовая модель удовлетворительно описывает процесс поляризации полиолефиновых кабельных электретов в ЭГР и для неё выполняется закон Ома (5).

2. Полярные $-\text{C}-\text{H}$ связи являются элек-

трически активными центрами захвата электронов и ионов плазмы ЭГР при поляризации полиолефиновых кабельных электретов.

Список литературы

1. Попков В.И. Избранные труды. М.: Наука, 1990.
2. Новиков Г.К. Плазменные электротехнологии сшивания и контроля дефектности полиолефиновой кабельной изоляции. Иркутск: Изд-во ИрГТУ, 2009. С.135.
3. Пат. 224974 РФ. Способ контроля сшивки полизтиленовой кабельной изоляции / Г.К. Новиков, А.И. Смирнов, А.С. Жданов.
4. Пат. 2250912 РФ. Способ получения сшивного кабельного полизтилена / Г.К. Новиков, А.И. Смирнов, А.С. Жданов.
5. Ник Ф. Дизлектрические явления в технике высоких напряжений. Л.: Госэнергоиздат, 1934.
6. W. Deutsch, Ann.d. Phys., 16, 568 (1933); Phys. Zs., 34, 448 (1933).
7. W. Rogowski, Arch. f. Elektrotech., 29, 130 (1935).
8. Новиков Г.К., Федчишин В.В. Электретный эффект и электрическая релаксация в полиолефинах, сшитых ультрафиолетовым излучением электрического газового барьерного разряда // Пластические массы. 2008. №3. С 44–47.
9. Новиков Г.К. Ультрафиолетовое излучение электрического барьерного разряда в технологии сшивания полимерной кабельной изоляции // Электричество. 2008. №7. С.65–68.
10. Электреты: Пер. с англ./Под ред. Г. Сесслера. М.: Мир, 1983.
11. Губкин А.Н. Электреты. М.: Изд-во АН СССР, 1961; Наука, 1978.
12. Лущекин Г.А. Полимерные электреты. М.: Химия, 1984.
13. Новиков Г.К. Электретная поляризация, процессы сшивания и термоокислительной деструкции в вулканизированной полимерной кабельной изоляции // Тр. 4-й Международной научно-технической конференции «Электрическая изоляция-2006». СПб ПУ, 2006. С.173.

Новиков Геннадий Кириллович – доцент кафедры «РЭ и ТС» Иркутского ГТУ, канд. физ.-мат. наук. Окончил физический факультет Иркутского ГУ в 1971 г. Кандидатскую диссертацию по теме «Электретный эффект и электрическая релаксация в полимерах и слюде» в Иркутском ГУ в 1995 г.

Федчишин Вадим Валентинович – декан энергетического факультета ИрГТУ, канд. техн. наук. Окончил энергетический факультет ИрГТУ в 1985 г. Защитил диссертацию по теме «Повышение взрывобезопасности пылесистем с молотковыми мельницами в результате стендовых и промышленных исследований» в АО НПО ЦКТИ им. И.И. Ползунова (Санкт-Петербург) в 1996 г.

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

Виталий Фёдорович Шепелин

(К 75-летию со дня рождения)

11 ноября 2011 г. исполняется 75 лет Виталию Фёдоровичу Шепелину, кандидату техн. наук, заслуженному изобретателю Чувашской Республики, заслуженному работнику промышленности Чувашской Республики, заместителю руководителя департамента ОАО «ВНИИР».

При непосредственном участии В.Ф. Шепелина разработаны и внедрены в промышленность транзисторные частотно-регулируемые электроприводы серии ЭПА мощностью до 7,5 кВт, новое поколение электроприводов по схеме асинхронно-вентильного каскада мощностью до 5000 кВт,



преобразователи частоты ПЧ-1, ПЧ-2 мощностью до 4 кВт для регулирования скорости перемещения задвижек на нефтеперекачивающих станциях, низковольтные и высоковольтные тиристорные устройства БТП, ШТП, УБПВД-ВЦ с фазовым управлением для плавного пуска асинхронных электродвигателей, а также тиристорные устройства УБПВД-С для плавного частотного пуска высоковольтных синхронных электродвигателей мощностью до 10000 кВт.

В.Ф. Шепелин – автор 76 научных трудов, в том числе 45 изобретений и патентов.

Руководство и коллектив ОАО «ВНИИР» поздравляют Виталия Фёдоровича с юбилеем и желают ему крепкого здоровья и новых интересных исследований и успешных разработок.

**Требования к содержанию и оформлению статей
журнала «Электротехника»**

I. Содержание.

1. Введение. Состояние вопроса, рассматриваемого в статье. Постановка задачи, её новизна и актуальность.

2. Основное содержание. Последовательное изложение существа рассматриваемого вопроса или решаемой задачи. При изложении избегать громоздких аналитических выражений, формул, расчётов и др. Основные аналитические соотношения представлять в обобщённой форме с указанием методов их решения. Оригинальные методы решения могут быть пояснены более подробно. Изложение желательно иллюстрировать соответствующими рисунками, схемами, диаграммами и др., максимально отражающими существо рассматриваемых вопросов.

3. Моделирование и экспериментальная часть (если они есть). Краткое описание математической или физической моделей. Оценка полученных результатов при моделировании.

4. Заключение. Выводы и значимость результатов для соответствующих областей науки и техники.

5. Список литературы. Приводится в конце статьи в порядке последовательности ссылок в тексте. Указываются:

- для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, наименование статьи или сборника, год издания, номер;
- для книг — фамилия и инициалы авторов, название книги, наименование издательства, город его нахождения, год издания.

В список литературы не должны включаться не напечатанные материалы и материалы для служебного пользования.

6. К статье должны быть приложены аннотация и ключевые слова на русском и английском языках, а также название статьи на английском языке.

II. Оформление.

1. Объём статьи не должен превышать 12 страниц текста, набранного на компьютере через 2 интервала с полями 2–3 см и иметь не более 5–6 рисунков, сделанных с помощью компьютера (Word, Photoshop) в черно-белом исполнении. Формулы должны быть набраны на компьютере в отдельные строки.

2. Статья должна сопровождаться письмом автора или организации, где она выполнена. К статье должны быть приложены сведения об авторах: фамилии, имена и отчества авторов, место работы, должности, учёные звания, степени, а также название вуза и факультета с указанием года его окончания. Необходимо указать контактные телефоны и электронные адреса.

3. Статья представляется в электронной форме по электронному адресу: elektrotechnika@mtu-net.ru. или по почте с приложением CD-диска с текстом и рисунками.

В соответствии с решением Высшей аттестационной комиссии Министерства образования и науки Российской Федерации журнал «Электротехника» включен в перечень ведущих научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание учёных степеней доктора и кандидата наук.