

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК (Отделение физико-технических проблем энергетики),
ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|----|
| Гуревич Ю.Е., Каспаров Э.А., Лабунец И.А., Хвошинская З.Г., Шакарян Ю.Г. О применении турбогенераторов различных типов на парогазовых и газотурбинных электростанциях | 2 |
| Якобс А.И. Электрозащитная эффективность и надежность устройств защитного отключения | 8 |
| Вазюлин М.В., Левиуш А.И. Синхронизация часов в задачах релейной защиты | 15 |
| Трещев И.И. Критерий оценки переходных процессов в машинах переменного тока | 23 |
| Данилевич Я.Б., Кочнев А.В. Синхронный генератор небольшой мощности с постоянными магнитами | 27 |
| Иванов А.И. Алгоритмы быстрой идентификации нелинейных динамических объектов | 30 |
| Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Соколов П.В. Модифицированный сигнальный адаптивный алгоритм управления динамическими объектами | 39 |
| Туманов И.М., Асабин А.А., Щегинин О.В., Бычков Е.В., Алтунин Б.Ю. Расчет электромагнитных процессов и анализ алгоритмов работы универсального трехфазного тиристорного модуля | 41 |
| Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е. Улучшение качества энергопотребления промышленными полупроводниковыми преобразователями | 48 |
| Захаров В.А. Коэффициенты размагничивания в системе магнитных тел | 56 |
| Филаретов В.В. Топологический синтез оптимальных формул для преобразования полного электрического многоугольника в эквивалентную звезду | 63 |

ДИСКУССИИ

| | |
|--|----|
| Данилкин Н.П. О возможности получения электрической энергии из ионосферы | 71 |
|--|----|

ИЗ ИСТОРИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

| | |
|---|----|
| Павел Дмитриевич Войнаровский (К 130-летию со дня рождения) | 76 |
|---|----|

ХРОНИКА

| | |
|---|----|
| Юрий Анатольевич Борцов (К 70-летию со дня рождения) | 78 |
| Николай Степанович Лидоренко (К 80-летию со дня рождения) | 79 |

CONTENTS

| | |
|---|----|
| Gurevich Yu.Ye., Kasparov E.A., Labunets I.A., Khvoshchinskaya Z.G., Shakaryan Yu.G. Non-Traditional Turbogenerators Utilisation at the Combined and Gas-Turbine Power Plants | 2 |
| Yakobs A.I. Electric Protection Efficiency and Reliability of Tripping Protection Devices | 8 |
| Vazyulin N.V., Leviush A.I. Clock Synchronization in Relay Protection | 15 |
| Treshchev I.I. Estimation of Transient in AC Machines | 23 |
| Danilevich Ya.B., Kochnev A.V. Investigation of Dow-Power Synchronous Generators with Permanent Magnets | 27 |
| Ivanov A.I. Algorithms for Fast Identification Non-Linear Dynamic Objects | 30 |
| Bortsov Yu.A., Polyakov N.D., Sokolov P.V. Modified Signal Type Adaptive Algorithm for Dynamic Plant Control | 39 |
| Tumanov I.M., Asabin A.A., Shchetinin O.V., Bychkov E.V., Altunin B.Yu. Electromagnetic Processes and Operation Algorithms of Universal Three-Phase Thyristor Modul | 41 |
| Izosimov D.B., Ryvkin S.Ye. Improvement in the Quality of the Electric Energy Consumption by Semiconductor Converters with Pulse-Duration Modulation | 48 |
| Zakharov V.A. Demagnetization Factors in a System of Magnetic Bodies | 56 |
| Filaretov V.V. Topological Synthesis of Optimum Formulae for Transformation Complete Electrical Polygon | 63 |

DISCUSSIONS

| | |
|---|----|
| Danilkin N.P. Electric Energy from Ionosphere | 71 |
|---|----|

FROM the HISTORY of ELECTRICAL ENGINEERING
In Memory Pavel Dmitrievich Voynarovskii (to Mark the
130th Anniversary)

76

CHRONICLE

| | |
|--|----|
| Yurii Anatol'yevich Bortsov (to Mark the 70th Anniversary) | 78 |
| Nikolai Stepanovich Lidorenko (to Mark the 80th Anniversary) | 79 |

О применении турбогенераторов различных типов на парогазовых и газотурбинных электростанциях

ГУРЕВИЧ Ю.Е., КАСПАРОВ Э.А., ЛАБУНЕЦ И.А., ХВОЩИНСКАЯ З.Г., ШАКАРЯН Ю.Г.

Рассмотрена целесообразность использования в энергосистемах асинхронизированных (АСТГ) и асинхронных (АТГ) турбогенераторов в сочетании с синхронными в составе энергоблоков парогазовых и газотурбинных установок. Показано, что применение АСТГ в составе ПГУ и ГТУ целесообразно для повышения устойчивости и управляемости станций, а также для нормализации напряжения в энергосистемах. Применение АТГ может оказаться целесообразным в составе таких блоков малой и средней мощности.

Ключевые слова: парогазовые и газотурбинные установки, асинхронные и асинхронизированные турбогенераторы, энергосистемы, устойчивость, напряжение

В ЕЭС России намечается широкое использование парогазовых и газотурбинных установок (ПГУ, ГТУ) при реконструкции, расширении и новом строительстве тепловых электростанций. Ожидается, что к 2005 г. суммарная мощность ПГУ достигнет примерно 13 ГВт. Диапазон мощностей сооружаемых и проектируемых парогазовых электростанций достаточно широк: примерно от 300 до 2600 МВт. Разнообразна и структура оборудования энергоблока ПГУ. Наибольшее распространение получает так называемая трехагрегатная структура, включающая две газовые турбины (ГТ) и одну паровую турбину (ПТ) примерно одинаковой мощности.

Газовые турбины, входящие в состав энергоблоков парогазовых и газотурбинных электростанций (ПГЭС, ГТЭС), обладают худшей управляемостью по сравнению с паровыми. Если у ПТ система управления воздействует непосредственно на подачу рабочего тела в турбину, то у ГТ регулирование осуществляется изменением подачи топлива или воздуха в камеру сгорания при неизменной производительности компрессора. В результате регулирование скорости вращения ТГ осуществляется медленнее, чем у ПТ, отсутствует и возможность импульсной разгрузки ГТ при аварийных сбросах электрической мощности. Поэтому штатные средства управления ТГ могут не обеспечивать быстроедействие, требуемого для благоприятного протекания переходных процессов в генераторах и энергосистеме в целом.

Худшая управляемость ГТ по сравнению с ПТ существенна для многовальных (со «свободной» турбиной) газотурбинных двигателей авиационного и судового типов, намечаемых к широкому использованию в энергоблоках ПГЭС и

Asynchronous and asynchronous turbogenerators (ASTG and ATG) jointly with conventional synchronous generators for SG and GT turbosets utilisation are analysed. It is shown that ASTG utilisation for steam-gas and gas-turbine installations is worthwhile from the point of view of stability and control functions increase and for voltage normalisation in the power systems as well. ASTG utilisation may be worthwhile for small and medium-power SG and GT sets.

Key words: gas-turbine and combined cycle (steam-gas) plants, turbogenerators, electric power system, stability, voltage, perspective

ГТЭС малой и средней мощности, потому что такие ГТ имеют механические постоянные инерции τ_y , значительно меньше, чем у обычных ПТ. Одновальные же ГТ, разрабатываемые специально для ПГЭС большой мощности, наоборот, имеют большие значения τ_y .

Различия в конструкциях ГТ приводят к тому, что в энергоблоках ПГЭС могут сочетаться агрегаты с существенно различными характеристиками и управляемостью. Так, в составе трехагрегатных энергоблоков ПГЭС могут оказаться два сравнительно «легких» газотурбинных агрегата со «свободной» турбиной и один обычный паротурбинный агрегат. Это относится, например, к установкам ПГУ-80 мощностью 80 МВт. Возможно и обратное сочетание: два сравнительно «тяжелых» одновальных газотурбинных агрегата и один более «легкий» паротурбинный агрегат ПГУ-450 (табл. 1).

Такие сочетания оборудования электростанций непривычны для энергосистем и могут создавать определенные проблемы в отношении управляемости и живучести электростанций.

Значимость этих проблем различна для тех или иных энергосистем. Концентрированные энергосистемы со сложившейся структурой межстанционных связей, имеющих достаточную пропускную способность, наименее чувствительны к различиям динамических свойств электростанций. Но и здесь появление ПГЭС и ГТЭС может создать трудности выбора и настройки средств противоаварийной автоматики, обеспечивающих требуемые запасы устойчивости. Нужно также учитывать, что отключение «легких» газотурбинных агрегатов в ПГУ, вызванное, например, нарушением устойчивости и забросом скорости вращения, приведет к полному сбросу нагрузки и

Таблица 1

| Установка | Блок | Число генераторов в установке | Тип | | Механическая постоянная генерации τ_J , с | | |
|-----------|------|-------------------------------|-----------|------------------------------|--|------------|--------------|
| | | | турбины | генератора | турбины | генератора | агрегата |
| ПГУ-450 | ГТ | 2 | ГТЭ-150 | ТЗВ-220 или ТЗВА-220 | 10,3 | 1,8 2,2 | 12,1 12,5 |
| | ПТ | 1 | К-200-130 | ТЗВ-220 или ТЗВА-220 | 3,3 | 1,8 2,2 | 5,1 5,5 |
| ПГУ-80 | ГТ | 2 | НК-37-1 | Т-32-2ВЗ или ТА-32-2ВЗ | 0,35 | 5,2 5,7 | 5,5 6,0 |
| | ПТ | 1 | К-20 | Т-20-2УЗ или ТА-20-2УЗ | 4,7 | 4,0 4,4 | 8,7 9,1 |
| ПГУ-16 | ГТ | 1 | ДЖ-59-Л5 | Т-20-2УЗ или ТА-20-2УЗ | 0,65 | 4,0 4,4 | 4,65 5,05 |

паротурбинного блока. На ПГЭС со сжиганием дополнительного топлива перед котлами-утилизаторами отключение газотурбинных агрегатов будет вызывать сброс нагрузки от 24 до 60—70% в зависимости от коэффициента бинарности и от типа турбины [1].

Параметры агрегатов, определяющие динамическую устойчивость генераторов, становятся особенно существенными не в концентрированной энергосистеме, а в случае, когда ПГЭС или ГТЭС оказывается присоединенной к энергосистеме небольшим числом протяженных линий электропередачи. Тогда вероятность нарушения динамической устойчивости резко возрастает. Нарушение синхронизма и отделение электростанции от энергосистемы (обычно — действием автоматики ликвидации асинхронного режима) переводит электростанцию в режим автономной работы, причем переход в автономный режим может происходить со значительным избытком или дефицитом мощности. И то, и другое может стать причиной погашения местной нагрузки, так как значительный избыток мощности может вызывать отключение газотурбинных агрегатов из-за сброса нагрузки, а значительный дефицит мощности может провоцировать лавину напряжения. Длительная работа электростанции в автономном режиме также создает особые трудности в поддержании динамической устойчивости генераторов и нагрузки, обеспечении пусков крупных двигателей и пр. Поэтому организация надежного электроснабжения от ПГЭС и ГТЭС (средней и малой мощности), сравнительно слабо связанных с энергосистемой или вообще рассчитанных на работу в автономном режиме, представляет собой важную и достаточно сложную техническую задачу [2].

Одна из возможностей изменения динамических характеристик ПГУ и ГТУ обуславливается выбором типа генератора. Наряду с традиционными синхронными турбогенераторами (СТГ) могут применяться разработанные и внедренные в нашей стране асинхронизированные турбогенераторы (АСТГ), обладающие по сравнению с синхронными повышенными пределами устойчивости, способностью работать в неуправляемом и управляемом асинхронном режимах без нарушения синхронизма и возможностью глубокого потребления реактивной мощности. Диапазон регулирования реактивной мощности АСТГ при номинальной активной нагрузке находится в пределах от $+Q_{\text{ном}}$ до $-Q_{\text{ном}}$. Последнее имеет большее значение для современных условий работы энергосистем России, которые характеризуются опасно высокими уровнями напряжения в сетях 500—750 кВ, что требует мобилизации всех средств для нормализации напряжений. Именно в этот период намечается достаточно масштабное внедрение ПГЭС и ГТЭС. Поэтому перспектива применения АСТ для этих агрегатов имеет достаточно четкую базу.

Перечисленные выше режимные преимущества АСТГ обусловлены наличием на роторе двух обмоток возбуждения, сдвинутых одна относительно другой на определенный угол (чаще всего на 90° эл.), и специальной реверсивной векторной системой управления возбуждением генератора в каждой из обмоток ротора [3].

По стоимости АСТГ при прочих равных условиях на 12—20% дороже традиционных СТГ. Отечественная промышленность освоила выпуск АСТГ с водородно-водяным охлаждением мощностью 200 МВт. Два таких АСТГ находятся в промышленной эксплуатации на Бурштынской ГРЭС Львовэнерго (один в течение 10 лет, другой — 5 лет); на стадии создания опытно-промышленных образцов находятся АСТГ с пол-

ностью водяным охлаждением мощностью 110–320 МВт.

Известны предложения о применении на электростанциях асинхронных генераторов [4, 5]. Конструктивно роторы таких машин существенно проще, чем у синхронных, отсутствует оборудование системы возбуждения.

Такие генераторы могут работать только в режимах потребления реактивной мощности, сохраняя в асинхронных режимах синхронизм с энергосистемой.

С учетом отмеченных ранее необходимости поглощения избыточной реактивной мощности для стабилизации напряжения в современных энергосистемах целесообразно рассмотреть также использование асинхронных турбогенераторов (АТГ) в сочетании с СТГ и АСТГ в составе энергоблоков ПГЭС и ГТЭС малой и средней мощности.

Проработка АТГ мощностью 20 МВт с воздушным охлаждением выполнена НПО «Электротяжмаш», параметры этой машины приведены в табл. 2.

Результаты исследований. Оценка эффективности применения АСТГ и АТГ выполнена на базе сопоставления установившихся и переходных режимов работы ПГЭС и ГТЭС в разных условиях энергосистемы при различных сочетаниях генераторов. Поскольку АСТГ имеют более высокие пределы динамической устойчивости, чем СТГ, наиболее целесообразны такие варианты, в которых асинхронизированными генераторами оснащаются установки с меньшими значениями τ_y . Параметры генераторов приведены в табл. 2 (АСТГ типа ТЭВА-220 имеют полностью водяное охлаждение, ТА-32-2ВЗ и ТА-20-2УЗ — полностью воздушное охлаждение). Генераторы ТА-32-2ВЗ и ТА-20-2УЗ в разработке отсутствуют, их технические данные и параметры определены на основе ориентировочных расчетов по известным методикам.

В качестве основного расчетного варианта при-

нято, что в СТГ, АСТГ используется тиристорная система самовозбуждения (без серийных трансформаторов) с кратностью потолочного возбуждения $k_{\phi} = 2,5$ при $U = U_{\text{ном}}$ с автоматическим регулятором возбуждения сильного действия (АРВ—СДП) у СТГ и регулированием возбуждения АСТГ, принятым для их работы в энергосистеме. Смысл такого регулирования АСТГ состоит в том, что относительно выбранной оси ориентации (опорного вектора напряжения) осуществляется векторное регулирование, одна из составляющих которого (направленная по оси «х», совпадающей с осью ориентации) регулируется по отклонениям активной мощности, скольжения и угла, а вторая составляющая (по оси, «у») регулируется по отклонению напряжения статора. В качестве опорного вектора в расчетах был принят вектор напряжения на шинах электростанции.

Рассматривались различные варианты использования АСТГ, приведенные в табл. 3, где указаны числа АСТГ на ПГЭС отдельно по газотурбинным блокам (имеющим по два генератора на установку) и по паротурбинным блокам (по одному на установку). Варианты использования асинхронных генераторов (АТГ) на ГТЭС-64 (4×16) МВт и ПГЭС-320 (4×80) МВт соответственно: два (50% по мощности) и четыре (25%).

Анализ устойчивости генераторов крупных ПГЭС в концентрированной энергосистеме выполнен по расчетной схеме, показанной на рис. 1 и отображающей некоторые средние условия работы электростанции значительной мощности [6]. В этой схеме исследуется устойчивость генераторов электростанции Г1; Г2—Г4 отображают ее ближайшее окружение. Значительно более мощные источники Г5—Г7 вместе со связями 2—5, 3—6, 5—6—7—5, 4—7 моделируют периферию энергосистемы. В уравнениях Г1—Г4 учитываются электромагнитные переходные процессы в роторе и регулирование возбуждения; Г5—Г7 представлены по условию $E' = \text{const}$. В моделях нагрузок учтены асинхронные двигатели.

Таблица 2

| Тип генератора | Параметр | | | | | | | | | |
|----------------|----------|----------------------|-----------------------|-----------------------|--------------------|----------------|-----------------|------------------|----------------------|-----------------------|
| | P, МВт | cos φ _{ном} | U _{ном} , кВ | I _{ном} , кА | τ _y , с | x _d | x' _d | x'' _d | τ' _{d0} , с | τ'' _{d0} , с |
| | | | | | | отн. ед. | | | | |
| ТЭВ-220 | 220 | 0,85 | 15,75 | 9,49 | 1,79 | 2,179 | 0,292 | 0,211 | 8,714 | 0,13 |
| ТЭВА-220 | 220 | 0,95 | 15,75 | 8,49 | 2,23 | 2,390 | 0,293 | 0,192 | 5,490 | 0,126 |
| Т-32-2ВЗ | 32 | 0,8 | 10,5 | 2,749 | 5,18 | 2,048 | 0,219 | 0,11 | 11,18 | 0,146 |
| ТА-32-2ВЗ | 32 | 0,8 | 10,5 | 2,749 | 5,7 | 2,235 | 0,265 | 0,169 | 6,27 | 0,168 |
| Т-20-2УЗ | 20 | 0,8 | 10,5 | 1,718 | 3,95 | 2,033 | 0,216 | 0,12 | 7,57 | 0,091 |
| ТА-20-2УЗ | 20 | 0,8 | 10,5 | 1,718 | 4,35 | 2,213 | 0,257 | 0,171 | 4,25 | 0,15 |
| АТГ | 20 | 0,8 | 10,5 | | 4,5 | 1,94 | 0,126 | 0,115 | | 0,1 |

* — механические постоянные инерции приведены к полной мощности генераторов

Таблица 3

| ПГЭС, ГТЭС | Число АСТГ | | Доля АСТГ по мощности, % |
|---------------|------------|----|-----------------------------|
| | ГТ | ПТ | |
| 4 × ПГУ = 450 | 0 | 0 | 0 |
| | 0 | 4 | 33,3 |
| | 8 | 0 | 66,7 |
| | 8 | 4 | 100 |
| 4 × ПГУ = 80 | 0 | 0 | 0 |
| | 0 | 4 | 25 |
| | 8 | 0 | 75 |
| | 8 | 4 | 100 |
| 4 × ГТУ = 16 | 0 | — | 0 |
| | 2 | — | 50 |
| | 4 | — | 100 |

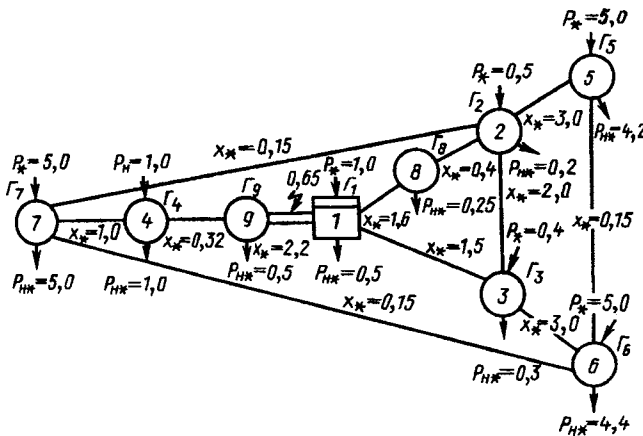


Рис. 1. Расчетная схема для анализа динамической устойчивости электростанции в концентрированной энергосистеме (мощности генераторов, активные нагрузки и реактивные сопротивления линий даны в отн. ед., где базисным являются номинальные данные)

Сравнение пределов динамической устойчивости выполнено на примере ПГЭС-1800 (4×450) МВт для двухфазных КЗ на землю на связи 1—9 с отключением одной из цепей (при этом сопротивление ветви увеличивается в 1,6 раза) без АПВ. Различия в динамической устойчивости, как показано для таких КЗ на рис. 2, значимы в условиях, когда увеличение числа АСТГ на ПГЭС позволяет существенно упростить противоаварийную автоматику энергосистемы.

Если при работе ПГЭС и ГТЭС в концентрированной энергосистеме проверка динамической устойчивости электростанций средней и малой мощности обычно не представляет интереса, то в случае присоединения электростанции к энер-

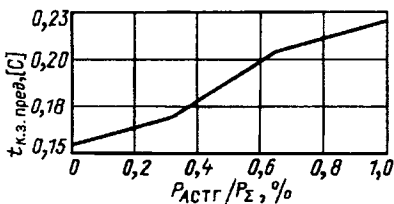


Рис. 2. Зависимость предельных длительностей КЗ от доли АСТГ в общей генерации на ПГЭС

госистеме небольшим числом протяженных линий электропередачи являются важными все возможные варианты.

Динамическая устойчивость ПГЭС и ГТЭС в таких условиях может рассматриваться по схеме, в которой электростанция с местной нагрузкой работает через линию электропередачи на шины «бесконечной мощности». В расчетной схеме генераторы и нагрузка представлены наиболее полными моделями; значение местной нагрузки менялось от 30% мощности электростанции для ПГЭС 1800 и 320 МВт до 50% для ГТЭС 64 МВт. Протяженность связи с энергосистемой варьировалась.

Для сравнительной оценки динамической устойчивости генераторов ПГЭС и ГТЭС использованы значения максимально допустимой удаленности электростанции от шин «бесконечной мощности». Эта удаленность измеряется значением реактивного сопротивления связи (x_{ЭКВ}) в исходном режиме, а в качестве расчетного возмущения рассматривается двухфазное КЗ на землю вблизи шин электростанции длительностью 0,12 с (при этом сопротивление ветви увеличивается в 1,5 раза) без АПВ. В зависимости от мощности станции связи с системой рассматривались для станции мощностью 1800 МВт на напряжение 500 кВ, для 320 МВт — 220 кВ, для 64 МВт — 110 кВ.

Для наглядности результатов предельные значения x_{ЭКВ} представлены на рис. 3 отнесенными к значениям внешнего сопротивления ПГЭС и ГТЭС, укомплектованных только СТГ (x_{ЭКВ}).

Увеличение доли АСТГ на ПГЭС и ГТЭС во всех случаях положительно сказывается на динамической устойчивости, особенно при работе в режиме потребления реактивной мощности (кривая 1 на рис. 3). Этот фактор является важным, так как при работе СТГ на станции в

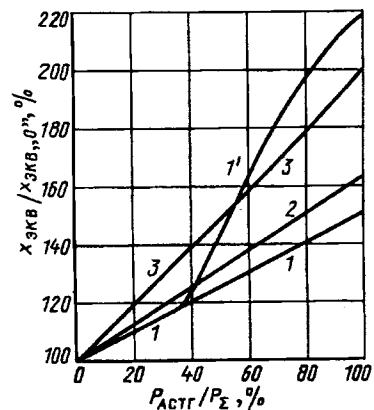


Рис. 3. Зависимости предельного по динамической устойчивости внешнего реактивного сопротивления от доли АСТГ в общей генерации на ПГЭС и ГТЭС: 1 и 1' — для ПГЭС 1800 МВт x_{ЭКВ0} = 0,3 отн. ед.; 2 — для ПГЭС 320 МВт x_{ЭКВ0} = 0,4 отн. ед.; 3 — для ГТЭС 64 МВт, x_{ЭКВ0} = 0,32 отн. ед.

режиме недозовождения значение $x_{\text{ЭКВ}}$ по условиям устойчивости падает. Однако, как показывают расчеты, параллельная работа АСТГ с энергосистемой через значительное сопротивление представляет особые требования к выбору настройки регулирования возбуждения. Если настройку системы регулирования возбуждения АСТГ, обычную для генераторов в концентрированной энергосистеме, использовать для работы с большим внешним сопротивлением, то такие режимы при большой доле АСТГ ($P_{\text{АСМГ}}/P_{\Sigma} > 67\%$) будут лимитироваться не нарушением динамической устойчивости (как в результатах, показанных на рис. 3), а возникновением в послеаварийном режиме в контурах возбуждения слабозатухающих электромагнитных колебаний значительной частоты (порядка 5 Гц) и большой амплитуды.

Работа генераторов через большое внешнее сопротивление вообще, как хорошо известно, решающим образом зависит от параметров системы возбуждения и закона его регулирования. Для сравнения результатов отметим, что оснащение тиристорных систем самовозбуждения СТГ и АСТГ серийными трансформаторами позволяет при $k_{\text{ф}} = 2,0$ увеличить в рассматриваемой схеме предельные значения $x_{\text{ЭКВ}}$ на 48% для ПГЭС-1800 и на 37,5% для ПГЭС-320.

Применение асинхронных турбогенераторов в сочетании с СТГ и АСТГ на ПГЭС и ГТЭС ограничено, как показали расчеты, не динамической устойчивостью генераторов, а режимными условиями: поддержанием приемлемых уровней напряжения на зажимах генераторов станций в нормальном и послеаварийном режимах. Для выполнения этих условий доля асинхронных турбогенераторов не должна превышать 25 ÷ 50% полной мощности станции (меньшая цифра относится к ПГЭС 320 МВт, большая к ГТЭС 64 МВт). Предельное значение $x_{\text{ЭКВ}}$ при этом может оказаться как ниже (ПГЭС-320), так и выше (ГТЭС-64), чем в случае применения СТГ, но всегда ниже по сравнению со случаем использования АСТГ.

Известно, что после нарушения устойчивости генераторов и возникновения асинхронного режима от изменения напряжения (при проворотах генераторов относительно приемной системы) зависит устойчивость местной нагрузки.

Сопоставление параметров асинхронных режимов работы станций с разными типами турбогенераторов показало, что применение АСТГ позволяет повысить средний уровень напряжения на шинах станции и соответственно местной нагрузки по сравнению с СТГ на 6—20% при их доле 30—75% и на 30% при их доле 100%. Это позволяет улучшить условия работы потре-

бителей в асинхронных режимах и снизить вероятность опрокидывания двигателей и отключения нагрузки.

В случае установки асинхронных турбогенераторов (ПГЭС 320 МВт, ГТЭС 64 МВт) средний уровень напряжения на шинах станций в асинхронных режимах существенно ниже, чем для аналогичных станций с СТГ и АСТГ.

Возможность сохранить электроснабжение местной нагрузки после аварийного отделения ПГЭС или ГТЭС от энергосистемы определяется тремя очевидными факторами:

эффективностью системы управления моментом турбины, что необходимо для предотвращения отключения ГТУ автоматами безопасности при отделении от энергосистемы с большим избытком мощности;

реактивной мощностью, при форсировке возбуждения, достаточной для предотвращения лавины напряжения при отделении с большим дефицитом мощности;

законом регулирования возбуждения, обеспечивающим устойчивый режим и нормальное напряжение после перехода от режима параллельной работы с энергосистемой к автономному режиму.

По первым двум условиям СТГ и АСТГ практически равнозначны. Что касается третьего условия, то определенные трудности возникают в отношении и СТГ, и АСТГ. Но изменения, которым должна быть подвергнута система возбуждения АСТГ, более значительны: для режимов, в которых опорный вектор напряжения вообще отсутствует, должен быть предусмотрен переход к законам АРВ, используемым в СТГ. Иначе, как показывают расчеты, даже при малых небалансах мощности отделение от энергосистемы вызывает срыв возбуждения и лавину напряжения с неизбежным погашением всех потребителей и с вероятной потерей собственных нужд электростанции.

Принципиальная возможность практической реализации автоматического переключения закона АРВ АСТГ не вызывает сомнений. Подобного рода переключение в системе АРВ, в частности, предусмотрено и реализовано в качестве мероприятия по повышению живучести АСТГ мощностью 220 МВт, находящихся в эксплуатации на Бурштынской ГРЭС, в случае потери возбуждения по одной из осей машины с переводом их в синхронный режим.

Использование асинхронных турбогенераторов совместно с СТГ (при доле их мощности на ПГЭС и ГТЭС, указанной ранее) практически исключает перевод станций на автономную работу с дефицитом активной мощности из-за нарушения устойчивости генераторов. Сохранение электроснабжения местной нагрузки после ава-

рийного отделения ПГЭС и ГТЭС от энергосистемы становится возможным здесь только в случае повышения в исходном установленном режиме напряжения на шинах СТГ до $1,1 U_{ном}$.

Как и в случае повышения предельных по условиям динамической устойчивости значений $x_{экр}$, эффективным средством предотвращения лавины напряжения на шинах местной нагрузки, отделяемой от энергосистемы станций с дефицитом активной мощности $D_{крит}$, является оснащение тиристорных систем возбуждения генераторов серийными трансформаторами. Допустимые значения $D_{крит}$ при этом возрастают для ПГЭС 1800 МВт на 150%, для ПГЭС 320 МВт на 82%.

О возможной потребности и состоянии работ АСТГ. Перечень тепловых электростанций ЕЭС России, на которых до 2010 г. предполагается ввод энергоблоков ПГУ и ГТУ большой и средней мощности, включает более двадцати наименований. Для электростанций с ПГУ-450, ПГУ-45, ПГУ-325 с одновальными ГТ (типа ГТЭ-150, ГТД-110) может сказаться целесообразной замена части СТГ на АСТГ при применении последних с ПТ. Установка таких блоков проектируется на Щекинской, Краснодарской, Невинномысской, Заинской, Конаковской ГРЭС и др. При этом потребность в АСТГ составит 4–6 машин единичной мощностью 110 МВт и 10–15 машин по 220 МВт.

Крупные ПГУ (ПГУ-450, 340, 250, 175) предполагается устанавливать и на ТЭЦ.

Для электростанций с многовальными ГТ также в ряде случаев целесообразно применение одновременно СТГ и АСТГ, причем последних — с ГТ. Установка таких блоков проектируется на ГРЭС в городах Старо-Троицком, Элисте и др. На рассматриваемый период потребность в АСТГ единичной мощностью 30–40 МВт может составить 5–10 машин.

В настоящее время освоен производством и выпускается серийно АСТГ мощностью 200 МВт с водородным охлаждением (НПО «Электротяжмаш», Харьков), АО «Электросила» (С.-Петербург) осваивает производство АСТГ типа ТЗВА с полностью водяным охлаждением единичной мощностью 110, 220 и 320 МВт; серийное изготовление планируется начать в 1996 г.

В НПО «Электротяжмаш» ведется разработка АСТГ типа ТАП с полностью воздушным охлаждением единичной мощностью 120, 160 и 220 МВт; проектирование генератора ТАП-220 завершено. По данным НПО «Электротяжмаш» при наличии заказов может быть начато производство ТАП-120 и ТАП-160.

Требуется разработка АСТГ единичной мощ-

ностью 20 и 30 МВт с воздушным охлаждением, которая может быть выполнена одним из российских заводов.

Выводы. 1. Использование асинхронизированных турбогенераторов в составе блоков ПГЭС и ГТЭС целесообразно для улучшения устойчивости и управляемости этих электростанций, а также, с учетом допустимости для этих машин режимов глубокого потребления реактивной мощности, для нормализации напряжения в энергосистемах. Соотношение между числом СТГ и АСТГ должно определяться по совокупности режимных и технико-экономических показателей.

2. Использование асинхронных турбогенераторов может оказаться целесообразным в составе блоков ПГЭС и ГТЭС малой и средней мощности. Это позволяет повысить пределы динамической устойчивости по сравнению со случаем применения только синхронных генераторов. Однако доля их мощности ограничена условиями поддержания приемлемых уровней напряжения на шинах станций в нормальных и послеаварийных режимах работы.

3. При проектировании тепловых электростанций с ПГУ и ГТУ представляется необходимым на стадии разработки ТЭО выполнять анализ вариантов с применением нетрадиционных турбогенераторов.

4. Для комплектации энергоблоков ПГУ и ГТУ должны быть разработаны и освоены в производстве АСТГ с полностью воздушным и полностью водяным охлаждением.

5. Необходимо продолжить исследования режимов работы и устойчивости ПГЭС и ГТЭС (при связи их с энергосистемой через протяженные линии электропередачи и при автономной работе) с целью совершенствования закона регулирования возбуждения АСТГ в части выбора опорного вектора напряжения и автоматического перехода с одного закона регулирования на другой при отделении электростанции с местной нагрузкой от энергосистемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Итоги науки и техники. Серия «Тепловые электростанции». Теплоснабжение. Т. 5. — М.: ВНИТИ, 1991.
2. К вопросу о применении газотурбинных генераторов / Ю.В. Борисов, Ю.Е. Гуревич, А.И. Пойдо, З.Г. Хвоцинская — Электричество, 1995, № 11.
3. Режимы работы, статические и динамические характеристики асинхронизированных турбогенераторов / П.С. Кабанов, Л.Г. Мамиконянц, Ю.Г. Шакарян и др. — Электрические станции, 1983, № 10.
4. Толстов Ю.Г. Сравнение передачи энергии на большие расстояния от синхронных и асинхронных генераторов. — Электричество, 1966, № 6.
5. Мишта В.В., Соколов Н.И. Исследование на АВМ устойчивости гидростанций с асинхронными генераторами капсульного вида. — Труды ВНИИЭ, 1970, № 37.
6. Гуревич Ю.Е. Обобщенные параметры, характеризующие условия работы крупных электростанций в ЕЭС СССР. — Труды ВНИИЭ, 1978, № 56.

[30.11.95]

Электрозащитная эффективность и надежность устройств защитного отключения

ЯКОБС А.И.

Разработаны математические (вероятностные) модели функционирования одно- и двухступенчатой системы защитного отключения, учитывающие регулярный контроль работоспособного состояния и показатели надежности устройств защитного отключения (УЗО) и позволяющие рассчитывать электрозащитную эффективность систем защитного отключения при заданных показателях надежности УЗО. Рассчитана электрозащитная эффективность систем УЗО и определена требуемая надежность УЗО, при которой уровень электропоражения человека не превысит $5 \cdot 10^{-7}$.

Ключевые слова: электроустановки, нарушение изоляции, электропоражение, электрозащитные устройства, надежность, моделирование, расчет

В электрических сетях 380/220 В с заземленной нейтралью есть две основные опасные ситуации, которые могут приводить к смертельному поражению человека электрическим током (электропоражение): непосредственное прикосновение к токоведущей части (прямое прикосновение) и прикосновение к открытой проводящей части¹, попавшей под напряжение вследствие от-

¹ Открытая проводящая часть: нетоковедущая часть, доступная прикосновению человека, между ней и землей при нарушении изоляции токоведущей части относительно открытой проводящей части может возникнуть напряжение, превышающее предельно допустимое для человека значение напряжения прикосновения. Под нетоковедущей частью понимается электропроводящая часть электроустановки, не находящаяся в процессе ее работы под рабочим напряжением, но в случае нарушения изоляции токоведущей части относительно нетоковедущей части, могущая оказаться под напряжением, опасным для жизни человека.

Mathematical (probability) models have been developed for single-line and two-line tripping protection system functioning. The models developed take account of a regular control of an operating capacity and reliability indices of tripping protection devices and make it possible to calculate an electrical protection efficiency of tripping protection systems at the given reliability indices of tripping protection devices. The electric protection efficiency of tripping protection device systems is calculated and the required tripping protection device reliability, when the level of a human electric shock will not exceed $5 \cdot 10^{-7}$ is determined.

Key words: electric unit, insulation failure, electric shock, electric protection device, mathematical model, reliability index, calculation

каза изоляции токоведущей части и замыкания на корпус (непрямое или косвенное прикосновение).

Электрозащитное техническое мероприятие от непрямого прикосновения («зануление») было применено в конце прошлого века и на протяжении всего развития системы электроснабжения напряжением до 1000 В с заземленной нейтралью не изменялось в своей принципиальной основе.

Электрозащитное техническое мероприятие, уменьшающее вероятность электропоражения при прямом прикосновении — защитное отключение — было предложено в Австрии в конце 40-х годов с использованием принципиального нового устройства защитного отключения УЗО, реагирующего на

Авторы: Гуревич Юрий Ефимович окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1959 г. В 1970 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по вопросам устойчивости энергосистем. Заведующий сектором Научно-исследовательского института электроэнергетики (АО ВНИИЭ).

Каспаров Эдуард Александрович окончил энергетический факультет Азербайджанского института нефти и химии в 1960 г. В 1973 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование некоторых переходных процессов в регулируемых синхронных машинах продольно-поперечного возбуждения» в МЭИ. Старший научный сотрудник АО ВНИИЭ.

Лабунец Игорь Александрович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1969 г. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию в МЭИ по теме «Разработка и исследование бесконтактной машины двойного питания». Заведующий лабораторией АО ВНИИЭ.

Хвоцинская Зоя Георгиевна окончила электроэнергетический факультет МЭИ в 1958 г. В 1968 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по вопросам применения разных типов систем возбуждения и АРВ для повышения устойчивости энергосистемы. Заведующий лабораторией института «Энергосетьпроект».

Шакарян Юрий Гевондович окончил электромеханический факультет Ереванского политехнического института в 1956 г. В 1974 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Режимы работы асинхронизированных синхронных машин в электроэнергетических системах» в Энергетическом институте им. Г.М. Кржижановского. Заместитель директора по научной работе АО ВНИИЭ.

дифференциальный ток² и отключающего напряжение на защищаемом участке электрической сети как при прямом, так и при непрямом прикосновении человека, а также при замыканиях на корпус, если ток через тело человека на землю или ток утечки с корпуса на землю (при замыкании на корпус) соответствуют уставке УЗО по дифференциальному току. С тех пор устройства защитного отключения непрерывно совершенствуются, а их ежегодный выпуск в развитых странах превысил 10 млн экземпляров.

В России серийное производство УЗО для обеспечения электробезопасности при обслуживании различных электрифицированных машин в сельском хозяйстве и для работы с переносным электрифицированным инструментом было начато в 1971 г. Однако и сейчас доля УЗО в общем числе действующих электрозащитных технических мероприятий в производственных электроустановках и особенно в жилых и общественных зданиях продолжает оставаться крайне малой. Это одна из главных технических причин высокого уровня электротравматизма в электроустановках напряжением 220/380 В в России.

В настоящее время по инициативе Главгосэнергонадзора России, Госстандарта России, московского правительства, руководства Алтайского и Красноярского краев и Новосибирской области, а также НИИ и учебных институтов проводится энергичная работа по подготовке в России массового производства и применения УЗО во вновь сооружаемых производственных, жилых и общественных зданиях. В ближайшем будущем особенно широкое применение УЗО получат в жилых зданиях, построенных в предыдущие годы, в которых отсутствуют нулевые защитные проводники в квартирах (подобных зданий более 90% всего жилого фонда).

Имеющийся мировой опыт применения УЗО свидетельствует качественно об их высокой электрозащитной эффективности. Однако достаточно обоснованных данных нет. Необходимо было оценить, каково может быть снижение числа электропоражений при полном «насыщении» устройствами защитного отключения в России электрической сети напряжением 380/220 В. Это особенно актуально в связи с предстоящими очень большими затратами на повсеместную установку УЗО в жилых и общественных зданиях.

Эффективность УЗО непосредственно связана с их надежностью. Однако неизвестно, какова должна быть надежность УЗО, чтобы в реальных условиях была достигнута заданная электрозащитная эффек-

тивность. Более того, в международном стандарте [1], в котором содержится большое число требований, предъявляемых к УЗО, отсутствуют количественные требования, предъявляемые к надежности УЗО. (Это можно объяснить только жесткой конкуренцией между фирмами-производителями УЗО и достигнутой большинством этих фирм весьма высокой надежностью УЗО.) Для отечественной промышленности, которая в ближайшем будущем будет выпускать достаточно много УЗО, необходимы четкие количественные требования к надежности УЗО. Эти же требования должны дополнительно войти в стандарт [1], который с необходимыми изменениями и дополнениями должен быть введен в России методом прямого применения в качестве государственного стандарта Российской Федерации.

Имеющаяся статистика электропоражений в электроустановках 380/220 В показывает, что на долю электропоражений, вызванных прямым прикосновением, приходится примерно половина всех случаев. Это соотношение может быть принято в качестве первого приближения и для электропоражений в жилых и общественных зданиях. Устройства защитного отключения по дифференциальному току, как было указано выше, срабатывают при прямом и непрямом прикосновении человека и при замыкании на корпус. Следовательно, для оценки электрозащитной эффективности защитного отключения и требуемой надежности УЗО нет принципиальной разницы, какую из опасных ситуаций рассматривать: прямое или не прямое прикосновение. Вместе с тем, анализ функционирования защитного отключения при прямом прикосновении несколько проще, чем при непрямом. Это связано с тем, что номинальное напряжение токоведущих частей относительно земли практически всегда одинаково (220 В), а при непрямом прикосновении может находиться в широком диапазоне значений (но не более 220 В). Поэтому будем считать, что все электропоражения в электроустановках напряжением 380/220 В связаны с прямыми прикосновениями. (Заметим, что это допущение является пессимистическим, так как прямые прикосновения, в среднем, опаснее не прямых.)

Метод расчета электрозащитной эффективности одиночных УЗО. Введем обозначения: λ_n — средняя плотность потока прикосновений человека к токоведущим частям в расчетной ситуации — путь тока по телу человека «рука—ноги»; t_{cp} — номинальное полное время срабатывания УЗО; λ_y — средняя плотность потока явных³ отказов УЗО; T_y — интервал времени между последо-

² Дифференциальный ток — действующее значение геометрической суммы токов, протекающих в первичной обмотке датчика (дифференциального трансформатора тока) устройства защитного отключения.

³ Явный отказ УЗО — отказ, обнаруживаемый визуально или штатными методами и средствами контроля (нажатием кнопки контроля работоспособности) при подготовке УЗО к работе или в процессе эксплуатации [2].

вательным эксплуатационным контролем УЗО (путем нажатия кнопки контроля работоспособности).

Принимаются следующие допущения.

1. При прикосновении человека к токоведущей части ток по его телу проходит по пути «рука—ноги». При этом, если УЗО работоспособно и дифференциальный ток не меньше тока уставки, а полное время срабатывания не превышает 0,2 с, УЗО срабатывает и отключает напряжение (человек все 0,2 с находится под напряжением прикосновения и по его телу протекает ток). При отказе УЗО или токе по телу меньше тока уставки УЗО не срабатывает, а человек самостоятельно разрывает цепь тока через его тело, инстинктивно отдергивая руку от токоведущей части. При этом продолжительность воздействия тока на человека распределена по закону равномерной плотности в интервале 0,2—0,5 с.

Заметим, что мы пренебрегаем возможным «захватом» человеком токоведущей части, при котором человек не в состоянии самостоятельно разорвать цепь тока через его тело. Это событие относительно редкое, и пренебрежение им не вносит заметной погрешности в конечный результат.

2. При определении условных вероятностей электропоражения человека, при прикосновении к токоведущей части пренебрегаем сопротивлением обуви; сопротивление растеканию тока в землю (электропроводящее основание), на которой стоит человек, распределено по закону равномерной плотности в интервале $75 \div 750$ Ом. При этом значение тока через тело человека увеличено (смещено вправо), что приводит к гарантированному «сверху» значению условной вероятности электропоражения.

3. Поток прикосновения человека к токоведущим частям — простейший стационарный (пуассоновский). В пределах интервала T_y и года человек может прикоснуться к токоведущей части только один раз. Момент времени прикосновения отсчитывается от начала интервала и распределен не по экспоненциальному закону, а по закону равномерной плотности.

Это допущение основано на относительной редкости прикосновения человека к токоведущим частям. Действительно, используя имеющиеся статистические данные и некоторые экспертные оценки, определяем значение λ_n исходя из следующих соображений: среднее значение (математическое ожидание) числа электропоражений $M(\text{ЭП})$ на интервале времени T связано с количеством людей N , взаимодействующих с электроустановками напряжением 380/220 В, известным соотношением:

$$M(\text{ЭП}) = N \lambda_n T P(\text{ЭП/ВКЛ}), \quad (1)$$

где $P(\text{ЭП/ВКЛ}) = 7 \cdot 10^{-3}$ — условная вероятность электропоражения человека при условиях, что человек прикоснулся к токоведущей части («включился» в электрическую цепь); отсутствуют какие-либо электрозащитные меры, уменьшающие время воздействия на человека напряжения прикосновения, и справедливы первое и второе допущения.

По экспертным, вероятно несколько завышенным, оценкам суммарное число электропоражений в год, связанных с электроустановками 380/220 В, в целом по России не превышает 3000. Из всего множества жителей России активно взаимодействовать с электроустановками могут не более 100 млн человек. Принимая, что все электропоражения произошли из-за прикосновения к токоведущим частям (в действительности лишь примерно половина) и считая T равным одному году, находим

$$\lambda_n = M(\text{ЭП})/NTP(\text{ЭП/ВКЛ}) = 3 \cdot 10^3 / 100 \times \\ \times 10^6 \cdot 1 \cdot 7 \cdot 10^{-3} = 3,57 \cdot 10^{-4} \text{ мес}^{-1}. \quad (2)$$

Заметим, что это лишь среднее значение для всего множества людей, взаимодействующих с электроустановками 380/220 В. В пределах же этого множества имеются подмножества, у которых λ_n значительно отличаются от среднего значения. Так, в сельском хозяйстве λ_n , по крайней мере, в 1,5 раза выше ($\lambda_n = 6,44 \cdot 10^{-3} \text{ год}^{-1}$). Следовательно, прикосновения к токоведущим частям электроустановок 380/220 В в расчетной опасной ситуации очень редки: в среднем для всего множества людей один раз в 233 года, а в сельском хозяйстве один раз в 155 лет.

4. Потоки явных отказов УЗО — простейшие стационарные (пуассоновские).

Одинокое УЗО может находиться в двух состояниях: работоспособном с вероятностью P_1 и неработоспособном с вероятностью P_2 :

$$P_1 = e^{-\lambda_y \tau}; \quad P_2 = 1 - e^{-\lambda_y \tau}, \quad (3)$$

где τ время, отсчитываемое от начала интервала T_y .

Условную вероятность электропоражения человека при условии его прикосновения к токоведущей части в момент τ находим по формуле полной вероятности

$$P(\text{ЭП/ВКЛ})_\tau = P_1 P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 + P_2 P(\text{ЭП/ВКЛ})_2, \quad (4)$$

где $P(\text{ЭП/ВКЛ})_1$, $P(\text{ЭП/ВКЛ})_2$ — условные вероятности электропоражения человека при условии его прикосновения к токоведущей части, соответственно при работоспособном и неработоспособном состоянии УЗО.

Условная вероятность электропоражения чело-

века при условии прикосновения к токоведущей части на интервале времени τ и защите участка сети с помощью УЗО зависит от этого времени. Чем больше τ , тем, при прочих равных условиях, выше вероятность состояния отказа УЗО P_2 и больше значение $P(\text{ЭП/ВКЛ})_\tau$. Поэтому для оценки электрозащитной эффективности УЗО на интервале T_y , следует найти среднее значение $P(\text{ЭП/ВКЛ})_\tau$ на этом интервале:

$$P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\text{ср}T_y} = \frac{1}{T_y} \int_0^{T_y} P(\text{ЭП/ВКЛ})_\tau d\tau = \frac{1}{T_y} \frac{1 - e^{-\lambda_y T_y}}{\lambda_y} \times \\ \times P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 + \frac{1}{T_y} \left(T_y + \frac{e^{-\lambda_y T_y} - 1}{\lambda_y} \right) P(\text{ЭП/ВКЛ})_2 = \\ = B_1 P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 + B_2 P(\text{ЭП/ВКЛ})_2. \quad (5)$$

Среднее значение вероятности электропоражения человека на интервале T_y и уровень опасности электропоражения в течение одного года находим с учетом вероятности прикосновения человека к токоведущей части соответственно, за время, равное T_y и одному году (T_r):

$$\left. \begin{aligned} P(\text{ЭП})_{\text{ср}T_y} &= P(\text{ВКЛ})_{T_y} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\text{ср}T_y}; \\ U(\text{ЭП})_{\text{ср}T_r} &= P(\text{ВКЛ})_{T_r} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\text{ср}T_y}; \end{aligned} \right\} (6)$$

где

$$\left. \begin{aligned} P(\text{ВКЛ})_{T_y} &= 1 - e^{-\lambda_n T_y}; \\ P(\text{ВКЛ})_{T_r} &= 1 - e^{-\lambda_n T_r}. \end{aligned} \right\} (7)$$

Метод расчета электрозащитной эффективности двухступенчатой системы селективного защитного отключения. Введем обозначения: $\lambda_{y1}, \lambda_{y2}$ — средняя плотность потока отказов УЗО1 и УЗО2; $t_{\text{ср}1}, t_{\text{ср}2}$ — номинальное полное время срабатывания УЗО1 и УЗО2 ($t_{\text{ср}1} < t_{\text{ср}2}$); I_{y1}, I_{y2} — номинальные уставки УЗО1 и УЗО2 по дифференциальному току ($I_{y1} < I_{y2}$); T_{y1}, T_{y2} — интервалы времени между последовательным эксплуатационным контролем (контроль работоспособности) УЗО1 и УЗО2.

При анализе электрозащитной эффективности двухступенчатой системы селективного защитного отключения приняты те же допущения, что и в случае одиночного УЗО. Кроме того, считаем, что интервал T_{y2} содержит целое число m интервалов T_{y1} .

Двухступенчатая система защитного отключения может находиться в четырех различных состояниях:

- 1) оба УЗО работоспособны (УЗО1, УЗО2);
- 2) первое УЗО работоспособно, второе неработоспособно (УЗО1, УЗО2)*;

* Черта сверху — УЗО неработоспособно; отсутствие черты — УЗО работоспособно.

3) первое УЗО неработоспособно, второе работоспособно (УЗО1, УЗО2);

4) оба УЗО неработоспособны (УЗО1, УЗО2).

Каждому состоянию системы защитного отключения соответствует своя условная вероятность электропоражения $P(\text{ЭП/Вкл})$, обусловленная состоянием УЗО (работоспособное или неработоспособное), номинальными уставками срабатывания по дифференциальному току и полным временем срабатывания УЗО.

Заметим, что при работоспособном состоянии УЗО первой ступени состояние УЗО второй ступени (имеющим большую уставку по дифференциальному току и большее номинальное полное время срабатывания) не оказывает влияния на условную вероятность электропоражения, поэтому

$$P(\text{ЭП/ВКЛ})_{1,2} = P(\text{ЭП/ВКЛ})_{1,\bar{2}} = P(\text{ЭП/ВКЛ})_{1,1}. \quad (8)$$

При прикосновении человека к токоведущей части при $0 \leq \tau \leq T_{y2}$ условная вероятность электропоражения $P(\text{ЭП/ВКЛ})_\tau$ определяется по формуле полной вероятности

$$P(\text{ЭП/ВКЛ})_\tau = P_{1,2} P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 + P_{1,\bar{2}} P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 + \\ + P_{\bar{1},2} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\bar{1},2} + P_{\bar{1},\bar{2}} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\bar{1},\bar{2}}, \quad (9)$$

где $P_{1,2}, P_{1,\bar{2}}, P_{\bar{1},2}, P_{\bar{1},\bar{2}}$ — вероятности соответствующего состояния системы защитного отключения.

Условная вероятность $P(\text{ЭП/ВКЛ})_\tau$ зависит от времени τ , поэтому для оценки электрозащитной эффективности системы защитного отключения следует использовать интегральную характеристику, усредненную на интервале T_{y2} :

$$P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\text{ср}T_{y2}} = \frac{1}{T_{y2}} \int_0^{T_{y2}} P(\text{ЭП/ВКЛ})_\tau d\tau. \quad (10)$$

С учетом четвертого допущения находим вероятность

$$\left. \begin{aligned} P_{1,2} &= e^{-\lambda_{y1} [\tau - (k-1) T_{y1}]} e^{-\lambda_{y2} \tau}; \\ P_{1,\bar{2}} &= e^{-\lambda_{y1} [\tau - (k-1) T_{y1}]} (1 - e^{-\lambda_{y2} \tau}); \\ P_{\bar{1},2} &= \left\{ 1 - e^{-\lambda_{y1} [\tau - (k-1) T_{y1}]} \right\} e^{-\lambda_{y2} \tau}; \\ P_{\bar{1},\bar{2}} &= \left\{ 1 - e^{-\lambda_{y1} [\tau - (k-1) T_{y1}]} \right\} (1 - e^{-\lambda_{y2} \tau}), \end{aligned} \right\} (11)$$

где $k=1, 2, \dots, m$ — номера интервалов T_{y1} в пределах интервала T_{y2} .

Преобразуем равенство (10) с учетом (8) и (9)

$$P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\text{ср}T_{y2}} = \frac{1}{T_{y2}} \left[\int_0^{mT_{y1}} P_{1,2} P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 d\tau + \right. \\ \left. + \int_0^{mT_{y1}} P_{1,\bar{2}} P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 d\tau + \int_0^{mT_{y1}} P_{\bar{1},2} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\bar{1},2} d\tau + \right. \\ \left. + \int_0^{mT_{y1}} P_{\bar{1},\bar{2}} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\bar{1},\bar{2}} d\tau \right]$$

$$\left. \begin{aligned} & + \int_0^{mT_{y1}} P_{1,2} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{1,2} d\tau \\ & + A_2 P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 + A_3 P(\text{ЭП/ВКЛ})_{1,2} + \\ & + A_4 P(\text{ЭП/ВКЛ})_{1,2}. \end{aligned} \right\} = A_1 P(\text{ЭП/ВКЛ})_1 + \quad (12)$$

Каждый интеграл берется по последовательным интервалам (см. приложение).

С учетом (11) после решения (12) находим коэффициенты:

$$A_1 = \frac{1}{T_{y2}} \int_0^{mT_{y1}} P_{1,2} d\tau = \frac{1}{T_{y2}} \frac{[1 - e^{-(\lambda_{y1} + \lambda_{y2})T_{y1}}] (1 - e^{-\lambda_{y2}mT_{y1}})}{(\lambda_{y1} + \lambda_{y2})(1 - e^{-\lambda_{y2}T_{y1}})}; \quad (13a)$$

$$A_2 = \frac{1}{T_{y2}} \int_0^{mT_{y1}} P_{1,2} d\tau = \frac{1 - e^{-\lambda_{y1}T_{y1}}}{\lambda_{y1}T_{y1}} - A_1; \quad (13b)$$

$$A_3 = \frac{1}{T_{y2}} \int_0^{mT_{y1}} P_{1,2} d\tau = \frac{1 - e^{-\lambda_{y2}mT_{y1}}}{\lambda_{y2}T_{y1}} - A_1; \quad (13b)$$

$$A_4 = \frac{1}{T_{y2}} \int_0^{mT_{y1}} P_{1,2} d\tau = 1 - (A_1 + A_2 + A_3). \quad (13r)$$

Подставляя значения A_1 — A_4 в (12), находим $P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\text{ср}T_{y2}}$, по которой определяем $P(\text{ЭП})_{\text{ср}T_{y2}}$ и $У(\text{ЭП})_{\text{ср}T_{y2}}$:

$$\left. \begin{aligned} P(\text{ЭП})_{\text{ср}T_{y2}} &= P(\text{ВКЛ})_{T_{y2}} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\text{ср}T_{y2}}; \\ У(\text{ЭП})_{\text{ср}T_{y2}} &= P(\text{ВКЛ})_{T_r} P(\text{ЭП/ВКЛ})_{\text{ср}T_{y2}}. \end{aligned} \right\} \quad (14a)$$

где

$$\left. \begin{aligned} P(\text{ЭП})_{\text{ср}T_{y2}} &= 1 - e^{-\lambda_n T_{y2}}; \\ P(\text{ВКЛ})_{T_r} &= 1 - e^{-\lambda_n T_r}; \end{aligned} \right\} \quad (14b)$$

$T_r = 1$ год.

Расчет электрозащитной эффективности и требуемой надежности УЗО систем защитного отключения. Расчет проводим при следующих исходных данных:

$\lambda_n = 4,29 \cdot 10^{-3}$ год⁻¹ (среднее значение для всего множества людей в России, а также среднее значение для людей в жилых и общественных зданиях);

$\lambda_n = 6,44 \cdot 10^{-3}$ год⁻¹ (среднее значение для сельского населения России).

Считаем, что в первой ступени системы защитного отключения установлены УЗО, время срабатывания которых не превышает 50 мс, а во второй ступени — не выше 200 мс, уставка по дифференциальному току у УЗО первой и

второй ступени, соответственно, не выше 10 и 30 мА; УЗО с подобными характеристиками обеспечивают пренебрежимо малые (могут быть равны нулю) условные вероятности электропоражения человека при работоспособных УЗО как первой, так и второй ступени. При неработоспособных УЗО обеих ступеней и неработоспособном одиночном УЗО условные вероятности электропоражения человека при условии прикосновения к токоведущей части и напряжении до прикосновения⁴, равном 220 В, составляют $7,0 \cdot 10^{-3}$.

В табл. 1 представлены результаты расчетов электрозащитной эффективности и надежности одиночного УЗО (при $T_y = 1$ мес.).

В табл. 2 приведены результаты расчетов электрозащитной эффективности и надежности двухступенчатой селективной системы защитного отключения, а также отношения средних уровней опасности электропоражения человека при одиночном УЗО (одноступенчатая система защитного отключения) и при двухступенчатой селективной системе защитного отключения, характеризующие относительную электрозащитную эффективность двухступенчатой селективной системы по сравнению с одноступенчатой (расчеты проводились при $T_{y1} = 1$ мес.).

При анализе полученных результатов следует иметь в виду электрозащитную эффективность, достигнутую в развитых странах. Наивысший уровень электробезопасности достигнут в развитых европейских странах, США, Японии, Канаде, где уровень опасности электропоражения не превышает $(0,3 \div 3) \cdot 10^{-6}$, что эквивалентно числу электропоражений от 0,3 до 3 на миллион жителей в год. На эти показатели можно было бы ориентироваться, если бы система защитного отключения в нашей стране получила широкое развитие в ближайшие 2—3 года. Однако, так как система защитного отключения только начинает использоваться в отдельных городах и областях (Москва, Барнаул, Алтайский край) и ее повсеместное широкое внедрение будет достигнуто в лучшем случае в начале следующего века, следует ориентироваться на ту электрозащитную эффективность, которая будет в это время в развитых странах.

С учетом динамики снижения уровня опасности электропоражения в развитых странах можно ожидать в начале следующего века среднего значения $У(\text{ЭП})$ в этих странах не выше $5 \cdot 10^{-7}$. Этот показатель и следует принимать в качестве норматива, по которому, в частности, должны быть определены показатели надежности

⁴ Напряжение до прикосновения — напряжение между открытой проводящей частью и землей (зоной нулевого потенциала) при замыкании фазного проводника на открытую проводящую часть

Таблица 1

| Время наработки до отказа $T_{до}$, ч $\cdot 10^4$ | Средняя плотность потока | | Коэффициент из уравнения (5) | | Значение вероятности | | Уровень опасности электропоражения в течение одного года (средний) $U(ЭП)_{ср} T_{Г} \times 10^{-7}$ |
|---|---|--|------------------------------|--------|---|---|---|
| | явных отказов УЗО $\lambda_{УЗ}$ (1/мес.) $\times 10^{-2}$ | прикосновений человека к токоведущим частям $\lambda_{ПЧ}$ (1/год) $\times 10^{-3}$ | B_1 | B_2 | Электропоражения человека на интервале $T_{У}$ (среднее) $P(ЭП/ВКЛ)_{ср} T_{У} \times 10^{-5}$ | Прикосновения человека к токоведущей части за год $P(ВКЛ)_{ТГ} \times 10^{-3}$ | |
| 1,0 | 7,20 | 4,29 6,44 | 0,9648 | 0,0352 | 22,8 | 4,28 6,42 | 9,76 14,60 |
| 2,5 | 2,28 | 4,29 6,44 | 0,9857 | 0,0143 | 9,27 | 4,28 6,42 | 3,97 5,95 |
| 5,0 | 1,44 | 4,29 6,44 | 0,9928 | 0,0072 | 4,66 | 4,28 6,42 | 1,99 2,99 |

Таблица 2

| Время наработки до отказа $T_{до}$, ч $\times 10^4$ | Средняя плотность отказов УЗО1 и УЗО2 $\lambda_{У1}, \lambda_{У2}$ (1/мес.) $\times 10^{-2}$ | Интервал $T_{У2}$, мес. | Значение коэффициента | | | | Среднее значение вероятности электропоражения человека на интервалах $T_{У2}$ и $T_{У1}$ | | Электрозащитная эффективность двухступенчатой селективной системы защитного отключения | | |
|--|---|--------------------------|-----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|--|--|--|--|-------|
| | | | A_1 | $A_2 \times 10^{-2}$ | $A_3 \times 10^{-2}$ | $A_4 \times 10^{-3}$ | $P(ЭП/ВКЛ)_{ср} T_{У2} \times 10^{-6}$ | $P(ЭП/ВКЛ)_{ср} T_{У1} \times 10^{-5}$ | $U(ЭП)_{ср} T_{У2} \times 10^{-8}$ при отношении $\lambda_{ПЧ}/P(ВКЛ)_{ТГ}$ $\{ (1/\text{год}) \times 10^{-3} / (\text{доля ед.}) \times 10^{-3}, \text{равном}$ | $U(ЭП)_{ср} T_{Г} / U(ЭП)_{ср} T_{У2}$ | |
| 1,0 | 7,2 | 1 | 0,9313 | 3,35 | 3,35 | 1,7 | 11,1 | 22,8 | 4,75 | 7,13 | 20,6 |
| 1,0 | 7,2 | 6 | 0,7838 | 18,11 | 2,82 | 6,9 | 44,7 | 22,8 | 19,1 | 28,7 | 5,1 |
| 1,0 | 7,2 | 12 | 0,6463 | 31,86 | 2,33 | 11,8 | 76,8 | 22,8 | 32,9 | 49,3 | 3,0 |
| 2,5 | 2,88 | 1 | 0,9717 | 1,40 | 1,40 | 0,255 | 1,66 | 9,27 | 0,71 | 1,07 | 55,8 |
| 2,5 | 2,88 | 6 | 0,9053 | 8,04 | 1,30 | 1,27 | 8,26 | 9,27 | 3,54 | 5,30 | 11,2 |
| 2,5 | 2,88 | 12 | 0,8335 | 15,20 | 1,20 | 2,26 | 14,7 | 9,27 | 6,29 | 9,44 | 6,3 |
| 5,0 | 1,44 | 1 | 0,9857 | 0,709 | 0,709 | 0,071 | 0,462 | 4,66 | 0,198 | 0,297 | 100,9 |
| 5,0 | 1,44 | 6 | 0,9512 | 4,17 | 0,685 | 0,32 | 2,09 | 4,66 | 0,895 | 1,34 | 22,3 |
| 5,0 | 1,44 | 12 | 0,9118 | 8,10 | 0,656 | 0,631 | 4,10 | 4,66 | 1,75 | 2,63 | 11,4 |

УЗО и периодичность проверки их работоспособности.

Интерполяция данных табл. 1 показывает, что соответствующая принятому нормативу электрозащитная надежность функционирования УЗО при месячной периодичности контроля их работоспособности полностью обеспечивается в жилых и общественных зданиях в городах и сельских районах при наработке до отказа, равной $3,3 \cdot 10^4$ ч. Однако при таком значении показателя надежности средний ресурс⁵ оказывается недостаточным (всего 3,76 года). Поэтому принимаем среднюю наработку до отказа не менее $5 \cdot 10^4$ ч

⁵ Средний ресурс — средняя суммарная наработка УЗО от начала эксплуатации до перехода в предельное состояние, при котором их дальнейшая эксплуатация становится невозможной из-за отказа — нарушения работоспособности [2].

и, соответственно, средний ресурс, не меньший 5,71 года. При принятой наработке до отказа и месячной периодичности контроля работоспособности УЗО $U(ЭП)_{ср}$ будет иметь большой запас ($0,198 \cdot 10^{-6}$ в среднем по России и $0,297 \times 10^{-6}$ в сельских районах). Если же использовать двухступенчатую систему селективного защитного отключения, то (см. табл. 2) при той же надежности УЗО (наработка до отказа $5 \cdot 10^4$ ч) и периодичности контроля работоспособного состояния УЗО первой ступени раз в месяц и УЗО второй ступени раз в полгода принятый норматив электрозащитной надежности функционирования УЗО обеспечивается в среднем по России и в сельском хозяйстве с еще большим запасом (соответственно $U(ЭП)_{ср}$ равняется $0,895 \times 10^{-8}$ и $1,34 \cdot 10^{-8}$). Заметим, что в этом случае

(см. табл. 2) двухступенчатая система селективного защитного отключения в 22,3 раза эффективнее одноступенчатой системы.

Выводы. 1. Электрозащитную эффективность УЗО целесообразно оценивать по среднему значению вероятности электропоражения человека на интервале между последовательным контролем работоспособного состояния УЗО.

2. В качестве норматива допустимой вероятности электропоражения человека в течение года (допустимый уровень опасности электропоражения) можно принять значение не более $5 \cdot 10^{-7}$, которое в начале следующего века будет в среднем достигнуто в развитых странах.

3. С учетом достижения среднего ресурса УЗО, не меньшего 5,7 года, допустимо принять показатель надежности УЗО (наработку до отказа) при месячной периодичности контроля работоспособности не меньшим $5 \cdot 10^4$ ч. При этом средний уровень опасности электропоражения будет не более $2 \cdot 10^{-7}$, т. е. иметь большой запас по отношению к принятому нормативу.

Приложение. Взятие первого интеграла в (12) по последовательным интервалам

$$\int_0^{mT_{y1}} P_{1,2} d\tau = \sum_{k=1}^m \int_{(k-1)T_{y1}}^{kT_{y1}} e^{-\lambda_{y1}[\tau-(k-1)T_{y1}]} \times e^{-\lambda_{y2}\tau} d\tau, \quad \text{где } k=1, 2, \dots, m. \quad (\text{П-1})$$

Первый интервал T_{y1}

$$\int_0^{T_{y1}} e^{-\lambda_{y1}\tau} e^{-\lambda_{y2}\tau} d\tau = \frac{1 - e^{-(\lambda_{y1} + \lambda_{y2})T_{y1}}}{\lambda_{y1} + \lambda_{y2}}. \quad (\text{П-2})$$

Второй интервал T_{y1}

$$\int_{T_{y1}}^{2T_{y1}} e^{-\lambda_{y1}(\tau-T_{y1})} e^{-\lambda_{y2}\tau} d\tau = \frac{e^{-\lambda_{y2}T_{y1}}}{\lambda_{y1} + \lambda_{y2}} [1 - e^{-(\lambda_{y1} + \lambda_{y2})T_{y1}}]. \quad (\text{П-3})$$

Последний m -й интервал T_{y1}

$$\int_{(m-1)T_{y1}}^{mT_{y1}} e^{-\lambda_{y1}[\tau-(m-1)T_{y1}]} e^{-\lambda_{y2}\tau} d\tau = \frac{e^{-\lambda_{y2}(m-1)T_{y1}}}{\lambda_{y1} + \lambda_{y2}} [1 - e^{-(\lambda_{y1} + \lambda_{y2})T_{y1}}]. \quad (\text{П-4})$$

Подставляя (П-2)÷(П-4) в (П-1), находим

$$\int_0^{mT_{y1}} P_{1,2} d\tau = \frac{[1 - e^{-(\lambda_{y1} + \lambda_{y2})T_{y1}}]}{\lambda_{y1} + \lambda_{y2}} \sum_{k=0}^{m-1} e^{-\lambda_{y2}kT_{y1}} = \frac{[1 - e^{-(\lambda_{y1} + \lambda_{y2})T_{y1}}] (1 - e^{-\lambda_{y2}mT_{y1}})}{(\lambda_{y1} + \lambda_{y2})(1 - e^{-\lambda_{y2}T_{y1}})}, \quad (\text{П-5})$$

где $k=1, 2, \dots, (m-1)$ — номера интервалов T_{y1} в пределах интервала T_{y2} .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Международный стандарт МЭК 755—83 «Защитные устройства, управляемые дифференциальным остаточным током. Общие требования» и Изменения № 1, 1988 и № 2, 1992.
2. ГОСТ 27.002.—89. Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения.

[15.08.95]

Автор: Якобс Алексей Иванович окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1946 г. В 1970 г. защитил докторскую диссертацию по теории заземляющих устройств в неоднородных грунтах в МЭИ. Главный научный сотрудник Всероссийского научно-исследовательского института электрификации сельского хозяйства, профессор.

Синхронизация часов в задачах релейной защиты

ВАЗЮЛИН М.В., ЛЕВИУШ А.И.

Исследуются задачи, относящиеся к разработке микропроцессорных защит и систем информационного обеспечения службы релейной защиты в связи с проблемой синхронизации часов. Рассматриваются критерий одновременности отсчетов дифференциальной токовой защиты линии, а также критерии одновременности при использовании волнового принципа для определения расстояния до места повреждения. В связи с организацией единой службы времени систем регистрации рассматриваются способы синхронизации таймеров контроллеров. Описывается алгоритм синхронизации двух инициативных станций, применяемый в дифференциальной защите с оптико-волоконным каналом связи.

Ключевые слова: дифференциальная защита линии, синхронизация часов, локальная сеть регистрации, критерий одновременности

Необходимость в синхронизации часов служб времени двух и более контроллеров возникает с началом использования микропроцессорной техники для решения задач релейной защиты. Проблема синхронизации часов встает при проектировании микропроцессорной дифференциальной защиты линии, в задаче определения расстояния до места повреждения и в наиболее полном в настоящее время виде — при разработке локальной и распределенной систем регистрации действий релейной защиты и автоматики.

Синхронизация часов означает, что одноименные отсчеты этих часов совершаются одновременно. Одновременность, как известно, понятие относительное. Эта относительность выражается критерием одновременности, количественно определяемым интервалом времени, в течение которого происходящие события считаются одновременными. Применительно к часам этот интервал времени означает точность синхронизации. Для каждой задачи имеется свой критерий одновременности, определяемый спецификой самой задачи, и, следовательно, требуется своя точность синхронизации.

В статье рассматриваются требования к одновременности отсчетов (моментов квантования входной аналоговой величины) микропроцессорной дифференциальной защиты ВЛ, требования к точности синхронизации часов в некоторых алгоритмах определения расстояния до места повреждения и в системах регистрации действий РЗА.

Если в дифференциальной защите необходимо подстроить часы — счетчики, определяющие моменты запусков АЦП, — двух или более кон-

The paper deals with questions of designing microprocessor protection information provision service in connection with a clock synchronization problem. A simultaniety criterion of microprocessor differential current line relay protection readings and simultaniety criteria when using a wave principle for detecting a distance to a fault location are considered. Methods are proposed for a controller timer synchronization in connection with an introduction of a general time service for log networks. An algorithm for a synchronization of two initiative stations used in a differential protection with a fiber-optic communication channel is given.

Key words: differential line protection, clock synchronization, local registration network, simultaniety criterion

троллеров, то в задаче регистрации помимо подстройки часов регистраторов, входящих в локальную или распределенную систему, важно ведение астрономического времени. Таким образом, из-за необходимости отличить одно событие в энергосистеме от другого в системе регистрации действий РЗА появляется «абсолютное» (астрономическое) время, тогда как в дифференциальной защите мы имеем дело с периодическим относительным временем. Поэтому далее рассматриваются и методы синхронизации в «абсолютном» и относительном времени.

В связи с вопросом организации единой службы времени систем регистрации рассматриваются способы синхронизации таймеров контроллеров и пределы применимости этих способов.

Более детально рассмотрен способ синхронизации станций ведущих и подстраиваемых часов, каждая из которых является инициативной, для обеспечения одновременности отсчетов дифференциальной защиты, использующей оптико-волоконный канал связи. Описывается программная модель этого механизма синхронизации, использующая программную модель синхронного цифрового канала связи, и приводятся результаты анализа данного способа синхронизации, полученные с помощью этой модели. Далее предлагается более простой способ подстраивания часов инициативной станции к эталонным часам.

Требования к одновременности отсчетов микропроцессорной дифференциальной защиты ВЛ. Микропроцессорная дифференциальная защита линий реагирует на разность мгновенных значений токов, измеренных на «своем» конце ВЛ и переданных с противоположного конца по ско-

ростному, например, оптико-волоконному каналу связи. Чтобы защита не сработала из-за неодновременности мгновенных значений, полученных в результате аналого-цифрового преобразования на разных концах линии, необходимо, чтобы выполнялось соотношение, количественно описывающее критерий одновременности отсчетов двух полукомплектов дифференциальной защиты:

$$i_s > I\sqrt{2} (\sin(0) - \sin(0 - 2\pi\tau/T)), \quad (1)$$

где i_s — значение уставки; I — действующее значение тока ВЛ в режиме нагрузки или внешнего КЗ; τ — значение рассинхронизации; T — длительность периода промышленной частоты.

Заметим, что рассматривается дифференциальный ток при переходе через нуль, так как в этой области погрешность из-за рассинхронизации будет наибольшей (рис. 1), если считать, что рассинхронизация не превышает четверти периода.

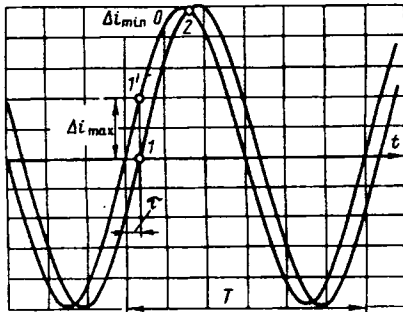


Рис. 1. К определению погрешности из-за сдвига гармоник в результате рассинхронизации

Возможное излишнее срабатывание защиты из-за неточности синхронизации при токах внешнего КЗ, превышающих номинальный, предотвращается процентным торможением, которое начинается с номинального тока ВЛ. Поэтому излишнее или ложное срабатывание защиты при токах, меньших или равных номинальному при заданной уставке, предотвращается, если выполняется соотношение (1) для $I=I_n$. При $i_s=0,25I_n$ и $T=20$ мс из (1) следует, что

$$\tau < T/2\pi \arcsin(0,25/\sqrt{2}) \Rightarrow \tau < 0,62 \text{ мс.}$$

Если учесть погрешности трансформаторов тока, АЦП, уставок и т. д., а также необходимый запас, то предпочтительно задать требование к одновременности отсчетов: $\tau < 0,1$ мс.

Моменты запусков АЦП определяются с использованием микросекундного счетчика периода промышленной частоты путем деления его по модулю t_d — значению интервала дискретизации:

$$t_d = T_f/N_s, \quad (2)$$

где T_f — заданное значение периода промыш-

ленной частоты, мкс; N_s — число отсчетов на период (обычно 12).

Чтобы обеспечить одновременность отсчетов полукомплектов дифференциальной защиты линии, необходимо выполнить при их включении и поддерживать в процессе работы соотношение.

$$|N_A^t - N_B^t| < \tau \forall t: t > t_{in} + T_{GS}, \quad (3)$$

где N_A^t и N_B^t — значения счетчиков полукомплектов A и B в момент времени t , которые меняются от T_f до 0; t_{in} — момент включения первого из полукомплектов; T_{GS} — время втягивания в синхронизм.

Таким образом, в дифференциальной токовой защите линии необходима синхронизация в периодическом относительном времени.

Требования к синхронизации часов в алгоритмах определения расстояния до места повреждения. Требование к синхронизации часов при определении расстояния до места повреждения зависит, по-первых, от требуемой точности определения расстояния и, во-вторых, от вида алгоритма определения расстояния до места повреждения. Можно выделить две группы алгоритмов определения расстояния до места повреждения, требующих синхронизации часов по концам линии. Это алгоритмы, использующие значения токов и напряжений, измеренных по концам линии, и алгоритмы, основанные на измерении времени распространения волны от места повреждения до концов линии (волновые).

Если не учитывать поперечную реактивную проводимость и активное сопротивление, несимметрию параметров проводов, нестационарность аварийного режима, то при двустороннем замере расстояния до места повреждения, как известно (см., например, [3]), определяется по формулам в первую из которых входят напряжения, токи и удельное продольное сопротивление нулевой последовательности, а во вторую — обратной последовательности:

$$\left. \begin{aligned} l &= (\dot{U}_{K0} - \dot{U}_{H0} + \dot{I}_{K0} \dot{Z}_0 L) / (\dot{Z}_0 (\dot{I}_{H0} + \dot{I}_{K0})); \\ l &= (\dot{U}_{K2} - \dot{U}_{H2} + \dot{I}_{K2} \dot{Z}_2 L) / (\dot{Z}_2 (\dot{I}_{H2} + \dot{I}_{K2})), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где L — длина линии.

Поскольку предполагается, что схема замещения сети имеет чисто реактивный характер, то для вычисления используются скаляры действующих значений электрических величин, входящих в формулы (4). Учитывая, что под влиянием регуляторов напряжения генераторов или из-за раздувания дуги КЗ действующие значения меняются достаточно медленно, точность синхронизации должна быть не хуже 4–6 мс. Если учесть, что параметры схемы замещения имеют активно-индуктивный характер, и в формулах (4)

использовать векторные величины, то к точности синхронизации можно предъявить такие же требования, как и для телепередачи фазы, т. е. не хуже 1 град. или 0,05 мс.

Как правило, способы определения расстояния до места повреждения линии по двустороннему замеру токов и напряжений аварийных составляющих не предъявляют высоких требований к синхронности отсчетов АЦП по концам линии, но увеличение точности определения места повреждения связано с усложнением алгоритма расчета. Наоборот, волновые методы, основанные на измерении времени распространения вдоль линии волны, вызванной повреждением, дают более точные результаты, но предъявляют жесткие требования к точности синхронизации часов, используемых для этого измерения.

На рис. 2 схематично показан способ определения расстояния l до места повреждения (точка F) от места установки микропроцессорной станции A , основанный на сравнении моментов прихода волны, зафиксированных станцией A (t_A^i) и противоположной ей станцией B (t_B^i). Пусть длина линии L , скорость распространения электромагнитной волны C , время пробега волны от точки F до начала линии t_1 , до конца линии — t_2 . Тогда

$$\begin{cases} t_1 = l/C \\ t_2 = (L-l)/C \Rightarrow t_1 - t_2 = (2l-L)/C \Rightarrow l = ((t_1 - t_2)C + L)/2. \end{cases}$$

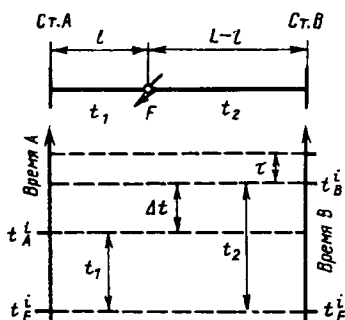


Рис. 2. Определение расстояния до места повреждения на основе волнового принципа: F — место повреждения; L — длина линии; t_1, t_2 — время распространения волны от F до станции A и B соответственно; t_A^i, t_B^i — моменты прихода волны по часам станции A и B соответственно; τ — значение рассинхронизации

Разность времен пробега волны равна разности моментов прихода волны, зафиксированных станцией A и станцией B , если времена этих станций синхронны:

$$\Delta t = t_1 - t_2 = t_A^i - t_B^i.$$

Отсюда получаем окончательное выражение для расстояния от начала линии до места повреждения:

$$l = ((t_A^i - t_B^i)C + L)/2. \quad (5)$$

Пусть точность подстройки часов станции B к часам станции A равна τ . Тогда модуль погрешности измерения расстояния до места повреждения, вызванной рассинхронизацией часов будет $\Delta l = |l_2 - l_1|$, где

$$l_1 = ((t_A^i - t_B^i)C + L)/2 \text{ и } l_2 = ((t_A^i - t_B^i \pm \tau)C + L)/2.$$

Следовательно,

$$\Delta l = \tau C/2. \quad (6)$$

Так, например, если $\Delta l < 600$ м, то из (6) получим: $\tau < 0,004$ мс.

Синхронизация часов в локальной и распределенной системах регистрации действий УРЗА. Потребность в организации локальной системы регистрации действий УРЗА возникает, когда возможностей одного регистратора недостаточно для сбора полной информации о функционировании защиты и автоматики подстанции или электростанции. Локальная система регистрации, состоящая из двух и более микропроцессорных регистраторов действий УРЗА, предполагает механизм синхронизации часов составляющих ее отдельных микропроцессорных станций. Так, разработанный во ВНИИЭ регистратор действий УРЗА «КАРС» и его последующая модификация «КАРАТ» были рассчитаны на регистрацию 480 дискретных сигналов с разрешающей способностью 10 мс. Разрешающая способность зависит от числа регистрируемых сигналов и может быть повышена за счет сокращения числа регистрируемых сигналов. Для регистрации действия защит и автоматики ПС с требуемой для последующего анализа правильности функционирования УРЗА полнотой необходимо использовать как минимум два регистратора. Фиксируемые разными регистраторами сигналы должны иметь одну и ту же временную базу, а, значит, их часы (и, разумеется, календари) должны быть синхронизированы. В упомянутых регистраторах календари синхронизировались вручную. Синхронизация часов выполнялась автоматически: периодически в заданные моменты времени ведущим регистратором вырабатывался сигнал синхронизации, по которому устанавливались часы ведомых регистраторов. Объединение регистраторов типа «КАРС» в систему, связанную линиями синхронизации, — первый шаг в локальной регистрирующей сети.

Локальная сеть регистрации состоит из центральной микропроцессорной станции и удаленных микропроцессорных терминалов. Центральная станция имеет средства взаимодействия с пользователем (функциональную клавиатуру, ми-

ни-дисплей и принтер) и связана по последовательным каналам с терминалами, которые регистрируют дискретные сигналы с заданным временным разрешением. Зафиксированная терминалами информация о работе УРЗА передается на центральную станцию, где сортируется, хранится, отображается, записывается на жесткий носитель. В локальной сети регистрации возникает проблема привязки времени терминала к астрономическому («абсолютному») времени центральной станции. Например, на ПС «Сабурово» (Мосэнерго), где создана локальная сеть регистрации на базе аппаратуры семейства ТК-113, эта проблема решается таким образом: центральное вычислительное устройство передает установленное человеком астрономическое время контроллером по скоростному (0,5 Мбит/с) каналу связи. Чтобы сократить аппаратные затраты, упростить программное обеспечение терминала и увеличить скорость передачи информации с терминала на центральную станцию, можно не вести на терминале абсолютное время. Таким образом, в локальной сети регистрации возникает задача синхронизации относительного времени терминала и «абсолютного» времени центральной станции. Для этого может быть использован простейший способ синхронизации с использованием последовательного канала (синхронного или асинхронного) обмена данными, описанный далее.

Точность синхронизации в локальной сети регистрации определяется потребностями анализа правильности функционирования защит и автоматики подстанции (электрической станции) и при использовании современных средств вычислительной техники может быть высокой.

Поскольку анализ информации, зарегистрированной на одной подстанции, не всегда может дать однозначное заключение о поврежденном присоединении и, следовательно, о правильности или неправильности функционирования защит, возникает потребность в современном анализе данных, полученных на нескольких смежных подстанциях электрической сети. Поэтому возникает необходимость в распределенной системе регистрации и анализа, в которую входят автономные регистраторы или локальные системы регистрации, связанные друг с другом последовательными цифровыми каналами, например, оптоволоконными. В ближайшем будущем можно рассчитывать на создание распределенной системы регистрации в рамках предприятия электрических сетей.

Каждая локальная система регистрации поддерживает астрономическое время, так как фиксируемая ею информация может использоваться в месте получения, т.е. на подстанции. Поэтому в распределенной системе регистрации и анализа

стоит задача синхронизации в «абсолютном» времени. Точность синхронизации часов в распределенной системе определяется, с одной стороны, потребностями совмещенного анализа результатов, полученных при анализе функционирования защит на подстанции, а с другой — возможностями метода синхронизации. При использовании оптоволоконных каналов связи и современной вычислительной техники можно достичь точности синхронизации часов двух смежных ПС до 10 мкс. Если синхронизировать попарно смежные ПС, продвигаясь от ПС — центра синхронизации сети, то в распределенной системе может быть достигнута точность синхронизации не хуже 100 мкс.

Методы синхронизации в «абсолютном» и относительном времени. Синхронизация в «абсолютном» времени состоит в передаче показаний часов, ведущих астрономическое время, от внешнего источника точного времени для установки на синхронизируемых часах. Таким источником точного времени может быть спутниковая навигационная система. Например, ГЛОНАСС — спутниковая навигационная система, действовавшая в СССР, от которой с помощью приемной наземной аппаратуры пользователь мог получить точное астрономическое время. Так, в 1989 г. аппаратные средства позволяли получить астрономическое время с точностью 12 мкс [2, 4]. Высокая синхронность, достигаемая при применении внешнего источника точного астрономического времени, обеспечивается высокоточным и дорогим приемным оборудованием. Очевидно, можно разделить передачу значения астрономического времени и процесс синхронизации — подстройки всех часов к тем, которые принимают значение точного времени.

Собственно процесс синхронизации выполняется в относительном времени. Для передачи синхронизирующего сигнала необходимы линии связи — либо сигнальные линии, либо такие линии, с использованием которых организуются каналы передачи данных.

Способы синхронизации и их ограничения. В процессе синхронизации выделяются станция ведущих часов (тех, к которым подстраиваются остальные часы сети) — станция *A* и станция подстраиваемых часов — станция *B*.

Проще всего выполнить процесс синхронизации подачей в заранее заданные моменты времени синхронизирующего импульса станцией *A*, связанной со станцией *B* сигнальной линией (см. рис. 3,а). Такой способ может быть применен в том случае, если, во-первых, на каждой станции заранее установлено общее для этих станций время и заранее известны моменты синхронизации. Момент синхронизации — это значение времени,

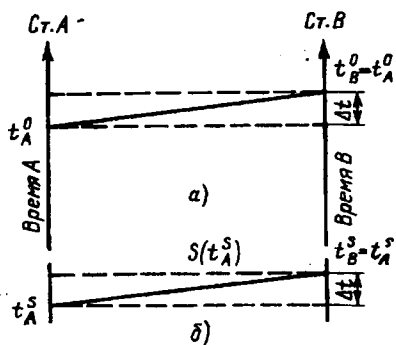


Рис. 3. Синхронизация часов без измерения времени передачи синхросигнала: а — в заранее известный момент времени t_A^0 ; б — с передачей показаний эталонных часов на момент синхронизации t_A^s

которое должно быть установлено на подстраиваемых часах при фиксации сигнала синхронизации. На ведущей станции эти моменты задаются исходя из необходимой периодичности процесса синхронизации. На станции подстраиваемых часов момент синхронизации может быть известен, если рассинхронизация меньше половины периода синхронизации.

Во-вторых, время передачи сигнала Δt должно быть пренебрежимо мало по сравнению с требуемой точностью синхронизации τ . Именно такой способ синхронизации применялся в системе регистрации, состоящей из двух и более регистраторов типа «КАРС», т. е. при объединении автономных устройств, способных функционировать отдельно одно от другого.

Более простой и гибкий алгоритм синхронизации, при котором можно обойти первое (как правило, очень слабое) ограничение, предполагает использование вместо сигнальной линии, например, асинхронного последовательного канала передачи данных для передачи вместе с синхросигналом значения ведущих часов t^s на момент синхронизации (см. рис. 3,б).

Данные способы синхронизации предполагают, что инициативна в процессе синхронизации ведущая станция или, иначе говоря, станция ведущих часов и инициативная станция не различаются. Это различие имеет значение для способов синхронизации, в которых снимается второе ограничение — учитывается время передачи синхросигнала. Надо сказать, что как только вводится канал передачи данных вместо сигнальной линии, увеличивается время передачи синхросигнала, а значит, обостряется необходимость измерения времени его передачи.

На рис. 4,а схематично показан процесс синхронизации с косвенным измерением времени передачи по каналу [1]. Обмен синхросигналами осуществляется в заранее заданные моменты времени. Например, в дифференциальной токовой

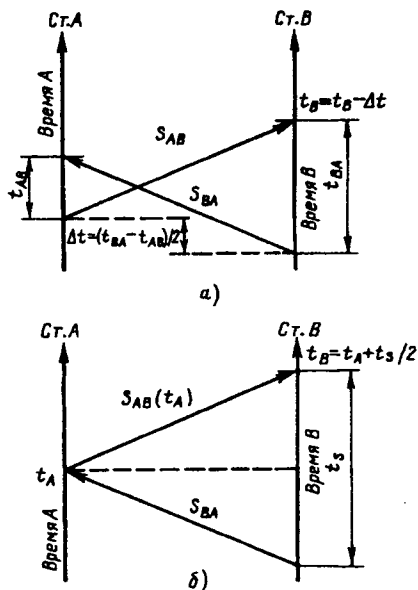


Рис. 4. Синхронизация часов: а — двух инициативных станций с вычислением значения рассинхронизации; б — с непосредственным измерением времени передачи синхросигнала

защите, реагирующей на мгновенные значения, предусматривается процесс синхронизации в начале каждого периода промышленной частоты. Часы защиты — инкрементный (или декрементный) микросекундный счетчик промышленной частоты, определяющий моменты пусков АЦП. Станции ведущих и подстраиваемых часов независимо друг от друга вырабатывают синхросигналы S_{AB} и S_{BA} в моменты начала процесса синхронизации по часам каждой из станций. Каждая станция измеряет время от момента отправки до момента приема синхросигнала — t_{AB} и t_{BA} соответственно. Затем значение t_{AB} передается на станцию B, где определяется значение рассинхронизации часов двух станций. Если рассинхронизации нет, то $t_{AB} = t_{BA}$. Если, как показано на рис. 4,а, часы станции B спешат на Δt к моменту синхронизации, то посылка сигнала S_{AB} будет выполнена на Δt позже, а прием сигнала S_{BA} — на Δt раньше, чем на станции B будет послан и принят соответствующий сигнал. Поэтому t_{AB} окажется на $2\Delta t$ меньше t_{BA} , отсюда

$$\Delta t = (t_{BA} - t_{AB})/2. \tag{7}$$

Надо отметить, что с инициативой проведения синхронизации при таком алгоритме синхронизации выступают как станция ведущих часов, так и станция подстраиваемых часов. Если, например, передавать значение t_{BA} на станцию A вместе с сигналом наличия или отсутствия синхронизма, определенного на станции B, то на станции A можно проконтролировать правильность передачи сигнала наличия (отсутствия) синхронизма, вычислив значение Δt и сравнив его

с t . В этом случае может быть оправдана сложность этого алгоритма синхронизации. Если же канал приема/передачи данных надежен и стабилен, то целесообразно применить более простой способ синхронизации, при котором непосредственно измеряется время передачи сигнала синхронизации по каналу.

Схематично способ синхронизации с непосредственным измерением времени передачи по каналу показан на рис. 4,б. Инициативная станция подстраиваемых часов посылает синхросигнал S_{BA} на станцию ведущих часов. Получив сигнал S_{BA} , станция A отвечает сигналом S_{AB} , вместе с которым передает на станцию B показания своих часов t_A на момент приема синхросигнала. Станция B измеряет время t_s от момента посылки до момента приема синхросигнала, которое равно удвоенному времени передачи по каналу. В момент приема сигнала S_{AB} на часах станции B устанавливается новое значение: $t_B = t_A + t_s/2$. Легко может быть вычислено и время рассинхронизации Δt как разница между текущим показанием часов и устанавливаемым вычисленным в результате синхронизации значением t_B .

Описанные способы синхронизации с изменением времени передачи по каналу имеют одно существенное ограничение: время передачи сигнала в одном направлении должно быть равно времени передачи в противоположном.

Программная модель механизма синхронизации двух инициативных станций. В рамках работы над дифференциальной токовой защитой с оптико-волоконным каналом связи во ВНИИЭ разработана программная модель механизма синхронизации двух инициативных станций, на которых ведется относительное периодическое время. Моделируется также синхронный канал передачи данных, используемый защитой. С помощью модели исследовался процесс втягивания часов двух станций в синхронизм, взаимодействие процессов синхронизации часов и синхронной передачи данных.

Влияние синхронного канала связи на процесс синхронизации обусловлено тем, что обслуживание запроса на передачу данных происходит с некоторой задержкой, представляющей собой переменную величину, так как частота передачи кадров по синхронному каналу не синхронизирована с частотой появления запроса на синхронизацию часов. Если измерить задержку от момента запроса на передачу сигнала синхронизации до момента обслуживания запроса, т. е. фактической посылки синхросигнала, на каждой станции и передать значение, измеренное станцией A на станцию подстраиваемых часов, то можно вычислить значение рассинхронизации:

$$\Delta t = (-t_{AB} + t_{BA} - t_{A\Gamma O} + t_{B\Gamma O})/2. \quad (8)$$

Здесь t_{AB}, t_{BA} — время от нулевого отсчета защиты — момента возникновения требования передать синхросигнал до момента приема синхросигнала с противоположного конца станциями A и B соответственно; $t_{A\Gamma O}, t_{B\Gamma O}$ — задержка в передаче сигнала синхронизации на станции A из-за неодновременности возникновения требования на передачу сигнала синхронизации и начала передачи этого сигнала по синхронному каналу на текущем периоде часов станций A и B соответственно.

Соотношения (7) и (8) справедливы при условии, что значение рассинхронизации меньше времени передачи синхросигнала (1 бит), определяемого временем передачи всего кадра данных (~85 бит) и временем распространения сигнала по оптико-волоконной линии связи. Для дифференциальной защиты это условие выполняется в установившемся режиме, когда часы работают синхронно, то есть их рассинхронизация меньше 100 мкс. В процессе включения станций, которое вообще говоря происходит с большей разновременностью, данное условие не выполняется. Иными словами, соотношение (7) и (8) не описывают процесс втягивания в синхронизм.

В зависимости от того, опаздывает с включением станция B или станция A , процесс втягивания в синхронизм происходит по-разному.

На рис. 5,а показан случай, когда станция

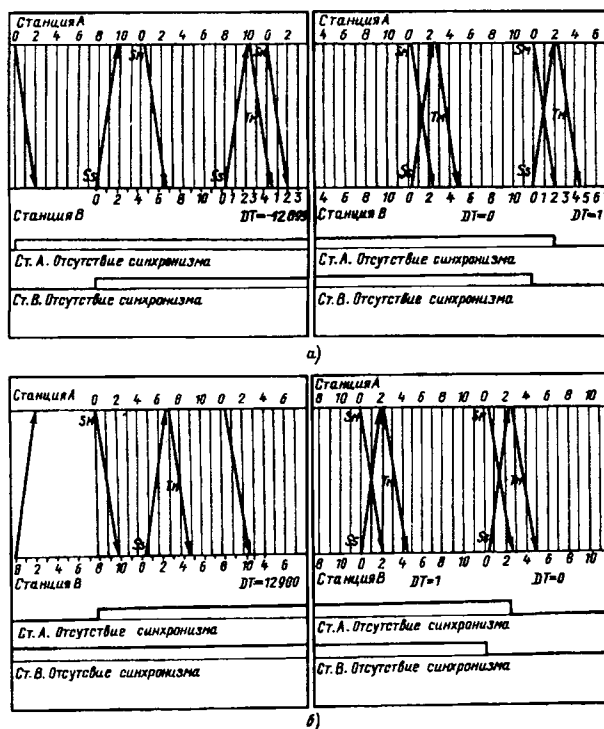


Рис. 5. Втягивание в синхронизм двух инициативных станций (время распространения по каналу 2000 мкс): а — станция A включена на 12900 мкс раньше станции B ; б — станция A включена на 12900 мкс позже станции B

B была включена на 12900 мкс позже станции A , а на рис. 5,б наоборот — станция A включена позже станции B на 12900 мкс*. Заметим, что опоздание во включении на целое число периодов синхронизируемых часов не влияет на процесс втягивания в синхронизм. Из рис. 5 видно, что порядок обмена сигналами между станциями при втягивании в синхронизм отличается: в первом случае это — S_{AB} (на рис. 5 — S_M), S_{BA} (S_S) и затем передача измеренного станцией A времени T_{AB} (T_M). Во втором случае — S_{BA} (S_S), передача T_{AB} (T_M) и затем S_{AB} (S_M). И в том, и в другом случаях втягивание в синхронизм осуществляется в течение двух периодов синхронизируемых часов, поэтому на текущем периоде требуется учет предшествующего. Значение рассинхронизации Δt для случая, иллюстрируемого рис. 5,а, когда станция подстраиваемых часов включается позже станции ведущих часов на время, большее времени передачи синхросигнала, определяется по выражению

$$\Delta t = -(T_c + t_{AB} - t_{BA} + t_{AT0} - t_{BT1})/2. \quad (9)$$

В случае, показанном на рис. 5,б когда станция ведущих часов включается после станции подстраиваемых часов через время, большее времени передачи синхросигнала, значение рассинхронизации

$$\Delta t = (T_c - t_{AB} + t_{BA} + t_{AT1} - t_{BT0})/2. \quad (10)$$

Здесь t_{AT1} и t_{BT1} — задержка в передаче сигнала синхронизации по отношению к моменту возникновения запроса на его передачу на предшествующем периоде синхронизируемых часов для станции A и B соответственно; T_c — значение периода синхронизируемых часов (для дифференциальной защиты $T_c = 20000$ мкс).

Вычисленное значение рассинхронизации прибавляется к текущему значению подстраиваемых часов, т. е. для дифференциальной защиты — к микросекундному счетчику периода промышленной частоты.

Если вычисленное значение Δt больше критерия τ , то выставляется сигнал «Отсутствие синхронизма» несмотря на то, что синхронизация осуществлена. По сигналу отсутствия синхронизма блокируется работа защиты. Сигнал снимается по завершении периода, на котором значение рассинхронизации $\Delta t < \tau$, что можно наблюдать на правой части рис. 5.

Подводя итог, надо отметить, что алгоритм синхронизации с двумя инициативными стан-

циями сложен: в разных случаях требуется применение одной из трех формул для вычисления значения рассинхронизации, необходимо измерять два интервала времени на каждой станции, помнить значение измеренной задержки на передачу синхросигнала на предыдущем периоде синхронизируемых часов, передавать со станции A на станцию B два значения измеренных интервалов времени на каждом периоде синхронизации. В то же время, если помимо сигнала наличия синхронизма со станции B передавать значения t_{BA} и t_{BT} на станцию A , то можно контролировать правильность определения наличия синхронизма и правильность передачи сигнала наличия синхронизма станцией B на противоположной станции, вычисляя там значение рассинхронизации.

Однако, если канал надежен и дополнительный контроль не нужен, как, например, в локальной системе регистрации, то может быть применен более простой способ синхронизации.

Простейший способ подстраивания часов инициативной станции к эталонным часам. Если выделяются станция ведущих (эталонных) часов и станция подстраиваемых часов, то достаточно посылать синхросигнал, инициирующий процесс синхронизации, с одной станции — подстраиваемых часов. В этом случае резко упрощается алгоритм синхронизации. Схематично без учета задержек на передачу обмен сигналами показан на рис. 4,б. Если используется синхронный протокол обмена между станциями, то это скажется на алгоритме: появится задержка t_{ATB} между приемом сигнала S_{BA} и передачей ответного сигнала S_{AB} станцией A . В этом случае необходимо измерить интервал t_{ATB} и передать на станцию B в качестве значения момента времени приема сигнала S_{BA} не t_A , как показано на рис. 4,б, а $t_A - t_{ATB}/2$, где t_A — показания часов станции A на момент передачи сигнала S_{AB} .

Легко учитывается и периодический характер времени на станции B . Для этого достаточно в формуле, приведенной на рис. 4,б, выполнять сложение по модулю T_c .

Очевидно, что можно разделить инициативу в активизации процесса синхронизации и посылку сигнала синхронизации. Это может использоваться в локальной сети регистрации, где центральная станция, которая является станцией эталонных часов, начинает обмен синхросигналами с инициативными станциями — терминалами. Инициатива терминалов в активизации процесса синхронизации совпадает с началом передачи зарегистрированных данных о работе УРЗА. Данные содержат относительные значения моментов времени фиксации сигналов от УРЗА. Синхронизация состоит в установлении соответствия между

* Для отображения результатов работы модели служит графический интерфейс пользователя, в котором используется ряд графических подпрограмм, разработанных В.Г. Алексеевым (ВНИИЭ). Рисунки представляют собой копии графического экрана модели синхронизации.

«абсолютным» временем центральной станции и относительным, в общем случае периодическим временем активизировавшихся терминалов и транзакции полученного от этих терминалов пула данных регистрации, то есть замене полученного в данных регистрации относительного времени терминала на «абсолютное» время центральной станции.

Заключение. Рассмотрение критерия одновременности отсчетов полукомплектов дифференциальной токовой защиты линии позволяет сделать вывод о том, что увеличение числа отсчетов на период не влияет на требование к их синхронности, а определяется только принципом защиты. Использование волнового принципа как для определения расстояния до места повреждения, так и в защитах требует более высокой точности синхронизации служб времени разных контроллеров. Такая точность не может быть достигнута имеющимися на сегодняшний день средствами. В локационных устройствах определения расстояния до места повреждения, так же как и в системах локальной и распределенной регистрации действий РЗА, требуется поддержание точного астрономического времени на разных подстанциях. Сложность и высокая стоимость аппаратуры для получения точного времени от внешнего источника точного времени (спутниковой навигационной системы) приводит к необходимости сочетать методы синхронизации в «абсолютном» и относительном времени, которые предназначены для решения разных, но дополняющих друг друга задач.

Собственно синхронизация состоит в подстройке одних часов к другим, эталонным или ведущим. Способы синхронизации приведенные в статье можно классифицировать следующим образом: с передачей показания эталонных часов и без, с измерением времени передачи сигнала синхронизации и без. Больше внимание уделяется описанию алгоритма синхронизации двух инициативных станций, используемому в дифференциальной защите с оптико-волоконным каналом связи, в частности в [1]. Приводятся формулы для расчета значения рассинхронизации ча-

сов в установившемся режиме и при втягивании в синхронизм, которые иллюстрируются результатами, полученными с помощью программной модели, разработанной во ВНИИЭ. Эта модель может быть использована самостоятельно, например, при разработке и проектировании систем, требующих синхронизации часов, а также для излучения процесса синхронизации.

Для решения проблемы синхронизации на практике необходимо наличие надежных высокоскоростных каналов передачи данных между электроэнергетическими объектами. С развитием микропроцессорной сети защиты энергосистемы и информационной сети службы защиты все настоятельнее будет требоваться решение этой проблемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kobayshi J. et al. The State of the art of multicircuit and multi-terminal-Overhead transmission line protection systems associated with telecommunication system. — SIGRE, GROUP 34 protection, papers of the 1990 session, 34—201.
2. Wilson R.E. Methods and uses of precise time in power systems. — CIGRE Journal, CROUP 34, 1992, № 3, January.
3. Малый А.С., Шальт Г.М., Айзенфельд А.И. Определение мест повреждения линий электропередачи по параметрам аварийного режима. — М.: Энергия, 1972.
4. Daly P. et al. Frequency and time stability of GPS and GLONASS clocks. Forty-fourth Annual Symposium on Frequency Control. — Baltimore, MD, 1990, May.

[23.10.95]

Авторы: Вазюлин Михаил Викторович окончил факультет автоматики и вычислительной техники Московского института нефтехимической и газовой промышленности в 1985 г. Научный сотрудник Научно-исследовательского института электроэнергетики (ВНИИЭ).

Левиуш Александр Ильич окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института в 1958 г. В 1993 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Теория и практика выполнения высокочастотных защит и практики выполнения высокочастотных защит электрических сетей 110—1150 кВ» во ВНИИЭ. Заведующий сектором защиты высоковольтных сетей ВНИИЭ.

Критерии оценки переходных процессов в машинах переменного тока

ТРЕЩЕВ И.И.

На базе интегральных уравнений устанавливаются критерии оценки влияния важнейших переходных процессов на весь режим машины в целом, оценивается необходимость их учета. Перед началом исследования можно будет установить рациональный порядок его проведения, выбор методов исследования, степень использования ЭВМ, спланировать эксперимент. Это позволит достаточно просто выявить главные и второстепенные факторы режима, раскрыть его физическую картину.

Ключевые слова: машины переменного тока, переходные процессы, режим работы, интегральные уравнения, расчет

Переходным электромеханическим процессам в машинах переменного тока посвящено много работ у нас и за рубежом, например [1, 2, 3, 4]. В данной статье обосновываются критерии, которые позволяют оценить необходимость учета при анализе переходных процессов, отдельных факторов степень их важности для того или иного режима. Это поможет существенно облегчить выбор порядка и методов проведения исследования, кроме того, заранее можно будет установить степень использования вычислительной техники, обоснование алгоритмов и математической модели и, что особенно важно, спланировать экспериментальное исследование и выбрать необходимую аппаратуру. Интересна также оценка влияния этих факторов на весь режим в целом, так как не всегда их значение одинаково, хотя, как правило, исследование переходных процессов довольно трудоемко. Анализ процессов отмечается за счет выявления главных и второстепенных факторов, что позволяет достаточно просто раскрыть физическую картину процесса, выявить и исследовать главные его стороны.

Для симметричной машины переменного тока в координатной системе, вращающейся с синхронной скоростью, уравнения в векторной форме [1] имеют вид:

$$\bar{u} = \bar{i}r + \frac{d\bar{\psi}}{dt} + j\bar{\psi}; \quad (1)$$

$$\bar{u}_r = \bar{i}_r r_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + js\bar{\psi}_r; \quad (2)$$

$$\bar{\psi} = x_s \bar{i} + x_m \bar{i}_r; \quad (3)$$

$$\bar{\psi}_r = x_r \bar{i}_r + x_m \bar{i}, \quad (4)$$

где x_s , x_r — полные индуктивные сопротивления статора и ротора; x_m — взаимное индуктивное сопротивление.

On the base of integral equations criteria are established for estimating the influence of the most important transients on the whole regime of an AC machine. The criteria established make it possible before an investigation to set its rational order, choose studying methods, define a proper degree of using a computer. All this will allow sufficiently simply to bring out both main and minor regime factors and to reveal its physical pattern.

Key words: AC machines, transients, regime, estimation, influence, investigation, integral equations, calculation

ление взаимной индукции между обмотками статора и ротора.

Из (1)–(4) находим:

$$\frac{d\bar{\psi}}{dt} = \bar{u} - (\alpha_s' + j)\bar{\psi} + \alpha_s' \frac{x_m}{x_r} \bar{\psi}_r; \quad (5)$$

$$\frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = -(\alpha_r' + js)\bar{\psi}_r + \alpha_r' \frac{x_m}{x_s} \bar{\psi}, \quad (6)$$

где α_s' , α_r' — коэффициенты затухания статора и ротора.

Интегрируя правые и левые части (5), (6), получаем интегральные уравнения:

$$\bar{\psi} = \bar{\Psi}_0 + \int_0^t [\bar{u} - (\alpha_s' + j)\bar{\psi}] dt + \alpha_s' \frac{x_m}{x_r} \int_0^t \bar{\psi}_r dt; \quad (7)$$

$$\bar{\psi}_r = \bar{\Psi}_{r0} + \int_0^t (\alpha_r' + js)\bar{\psi}_r dt + \alpha_r' \frac{x_m}{x_s} \int_0^t \bar{\psi} dt, \quad (8)$$

где $\bar{\Psi}_0$, $\bar{\Psi}_{r0}$ — начальные значения $\bar{\psi}$ и $\bar{\psi}_r$.

Вместо системы уравнений можно получить для $\bar{\psi}$ и $\bar{\psi}_r$ уравнения второго порядка:

$$\frac{d^2\bar{\psi}}{dt^2} + \bar{a} \frac{d\bar{\psi}}{dt} + \bar{b}\bar{\psi} = \bar{F}, \quad (9)$$

где

$$\bar{a} = \alpha_s' + \alpha_r' + j(1 + s);$$

$$\bar{b} = j(\alpha_r' + s\alpha_s') - s;$$

$$\bar{F} = \frac{d\bar{u}}{dt} + (\alpha_r' + js)\bar{u}.$$

Для $\bar{\psi}_r$ получаем такое же уравнение, но с заменой $\bar{\psi}$ на $\bar{\psi}_r$ и \bar{F} на \bar{F}_r , причем

$$\bar{F}_r = \frac{\alpha_r' x_m}{x_s} \bar{u}. \quad (10)$$

Коэффициенты \bar{a} , \bar{b} в уравнениях для $\bar{\psi}$ и $\bar{\psi}_r$ одинаковы. Уравнение (9) в интегральной форме принимает вид:

$$\bar{\psi} = \bar{\Psi}_0 + \bar{\Psi}'_0 t - \int_0^t dt \int_0^t \left[\bar{a} \frac{d\bar{\psi}}{dt} + \bar{b} \bar{\psi} - \bar{F} \right] dt. \quad (11)$$

где $\bar{\Psi}_0, \bar{\Psi}'_0$ — начальные значения функции $\bar{\psi}$ и ее производной. Для $\bar{\psi}_r$ можно получить аналогичное интегральное уравнение.

Оценка учета активного сопротивления статора r . Учет r существенно усложняет аналитическое исследование, хотя часто можно пренебречь r . Однако не всегда это допустимо, особенно при анализе автоколебаний, а также для машин относительно малой мощности. Для оценки r в (5) примем $\alpha'_s = 0$ ($r=0$) и учтем погрешность, обусловленную этим допущением при определении потокосцеплений

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\psi} - \bar{\psi}_n; \quad \bar{\beta} = \bar{\psi}_r - \bar{\psi}_{rn}, \quad (12)$$

где $\bar{\psi}_n, \bar{\psi}_{rn}$ — значения потокосцеплений при $r=0$.

Из (7), (8) получаем интегральные уравнения для погрешностей $\bar{\varepsilon}$ и $\bar{\beta}$:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon} = & - \int_0^t [(\alpha'_s + j) \bar{\varepsilon} + \alpha'_s \bar{\psi}_n] dt + \\ & + \alpha'_s \frac{x_m}{x_r} \int_0^t [\bar{\beta} + \bar{\psi}_{rn}] dt; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\beta = - \int_0^t (\alpha'_r + js) \bar{\beta} dt + \alpha'_s \frac{x_m}{x_s} \int_0^t \bar{\varepsilon} dt. \quad (14)$$

Применяя метод последовательных приближений, для n -го приближения найдем

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_n = & - \int_0^t [(\alpha'_s + j) \bar{\varepsilon}_{(n-1)} + \alpha'_s \bar{\psi}_n] dt + \\ & + \alpha'_s \frac{x_m}{x_r} \int_0^t [\bar{\beta}_{(n-1)} + \bar{\psi}_{rn}] dt; \end{aligned} \quad (15)$$

$$\beta_n = - \int_0^t (\alpha'_r + js) \bar{\beta}_{(n-1)} dt + \alpha'_s \frac{x_m}{x_s} \int_0^t \bar{\varepsilon}_{(n-1)} dt, \quad (16)$$

где $\bar{\varepsilon}_{(n-1)}, \bar{\beta}_{(n-1)}$ — погрешности $(n-1)$ -го приближения.

Для оценки n -го приближения используем условие Липшица с применением формулы Лагранжа:

$$\bar{\varepsilon}_n(\alpha'_s t) \leq MN^n \frac{|\alpha'_s t|^{n+1}}{(n+1)!}, \quad (17)$$

причем

$$M \geq \max |\bar{\psi}|, \quad N \geq \max |\bar{\psi}'_0|$$

в заданной области.

Например, для 3-го приближения в ограниченной области при параметрах асинхронного двигателя: $x_\sigma = 0,12$; $x_m = 2,40$; $x_s = x_r = 2,52$; $x'_s = 0,23$; $\alpha'_s \approx \alpha'_r = 0,15$; $\alpha_r = 0,012$ получим

$$|\bar{\varepsilon}_3(\alpha'_s t)| \leq 0,52\%,$$

что вполне допустимо. Аналогичные результаты получим и для $|\bar{\beta}_3(\alpha'_s t)|$.

В таблице представлены погрешности $\bar{\psi}$, $\bar{\psi}_r$ и вращающего момента M для обобщенных параметров серии А4 в переходных режимах при включении на сеть, перерывах питания и коротких замыканиях.

| Режим | $ \bar{\varepsilon} $ для $\bar{\psi}$, % | $ \bar{\beta} $ для $\bar{\psi}_r$, % | γ для M , % |
|--------------------------------|--|--|----------------------|
| Установившийся режим | 3,66 | 3,40 | 7,06 |
| Первая переходная составляющая | 5,39 | 4,80 | 10,20 |
| Вторая переходная составляющая | 3,84 | 3,52 | 7,36 |

Как видно, погрешности неучета активного сопротивления статора r относительно невелики. Для их оценки в других случаях целесообразно использовать формулы (15)–(17). Вместе с тем при $r=0$ аналитические исследования переходных электромагнитных процессов в машинах переменного тока существенно упрощаются.

Оценка трансформаторных ЭДС. Если апериодические составляющие в статорных обмотках синхронных и асинхронных машин невелики или учет их не играет существенной роли, то допустимо в исходных уравнениях, записанных в координатной системе, вращающейся с синхронной скоростью, пренебрегать трансформаторными ЭДС в этих обмотках. В результате снижается порядок дифференциальных уравнений, и они могут быть записаны в канонической форме. Такое упрощение исходных уравнений особенно целесообразно при аналитическом исследовании сложных электроэнергетических систем, содержащих синхронные и асинхронные машины. Упрощенные уравнения позволяют увеличить быстродействие ЭВМ за счет исключения быстроизменяющихся переменных и увеличения шага интегрирования. Определим, к каким погрешностям приводит указанное упрощение и в каких режимах оно допустимо.

Если использовать интегральное уравнение (11), то методом последовательных приближений получаем ряд, соответствующий экспоненциальной функции, что приводит при некоторых упрощениях к следующему выражению:

$$\bar{\psi} = \frac{\bar{U}}{(\alpha'_s + j\omega_c)} (1 - e^{-\alpha'_s t} e^{-j\omega_c t}) + \bar{\Psi}_0 e^{-\alpha'_s t} e^{-j\omega_c t}. \quad (18)$$

Пренебрегая в (1) производной $\frac{d\bar{\psi}}{dt}$, т. е. в

синхронной координатной системе трансформаторной ЭДС, находим

$$\bar{\psi} = \frac{\bar{U}}{\alpha_s' + j\omega_c} \quad (19)$$

В (19) в сравнении с (18) отсутствует член

$$\Delta\bar{\psi} = e^{-\alpha_s' t} e^{-j\omega_c t} \left(\bar{\Psi}_0 - \frac{\bar{U}}{\alpha_s' + j\omega_c} \right) \quad (20)$$

Устанавливаем, что в неподвижной относительно статора координатной системе вектор $\Delta\bar{\psi}$ неподвижен в пространстве, т. е. определяет аperiodическую составляющую тока статора. При глухом трехфазном КЗ, которое можно считать результатом приложения к зажимам машины напряжения обратного знака, т. е. согласно (1)

$$\bar{\Psi}_0 = -\frac{\bar{U}}{\alpha_s' + j\omega_c} \quad (21)$$

а также при нулевых начальных условиях значение $\Delta\bar{\psi}$ оказывается недопустимо большим. Если же при включении на сеть переходный процесс начался с режима, когда машина развивала номинальное напряжение, то

$$\bar{\Psi}_0 = +\frac{\bar{U}}{\alpha_s' + j\omega_c} \quad (22)$$

Подставляя (22) в (20), находим

$$\Delta\bar{\psi} = 0, \quad (23)$$

т.е. погрешность будет близко к нулю.

Оценим погрешность при изменении электрической нагрузки на зажимах синхронного генератора. Включение электрической нагрузки можно рассматривать как КЗ синхронного генератора, имеющего сопротивления r_z , x_{zd} и x_{zq} , где

$$r_z = r + r_B; \quad x_{zd} = x_{LB} + x_d'; \quad x_{zq} = x_{LB} + x_q;$$

x_{LB} — полное индуктивное сопротивление каждой фазы электрической нагрузки; при этом обычно влияние демпферной обмотки не учитывается.

В результате получаем формулу для тока i_B в начальный момент при включении нагрузки на зажимы генератора при холостом ходе:

$$i_B = U \frac{x_{zq}}{b_z'} \sqrt{1 + \left(\frac{r_z}{\omega_r x_{zq}} \right)^2}; \quad (24)$$

$$b_z' = (r + r_B)^2 + (x_{LB} + x_q)(x_{LB} + x_d') \omega_r^2. \quad (25)$$

Из сравнения токов при набросе электрической нагрузки и трехфазном глухом КЗ получаем погрешность γ для случая неучета трансформаторных ЭДС при изменении электрической нагрузки:

$$\gamma = \frac{x_d''}{b_z'}. \quad (26)$$

На рис. 1 показано изменение погрешности

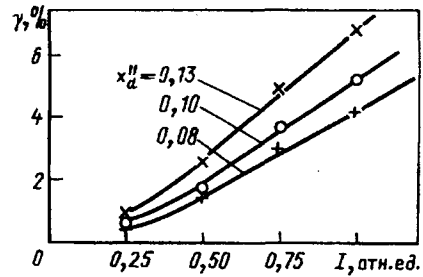


Рис. 1. Погрешность от пренебрежения трансформаторной ЭДС в зависимости от нагрузки: 1 — $x_d'' = 0,13$; 2 — 0,1; 3 — 0,08

при изменении нагрузки для разных значений сверхпереходного индуктивного сопротивления x_d'' . Погрешность в среднем при номинальной нагрузке не превышает значений, допустимых для инженерной практики. Для ее оценки следует использовать формулы (25), (26).

Необходимо учитывать, что погрешность возрастает, если принята координатная система, скорость вращения которой отличается от синхронной [1].

Оценка влияния переменной скорости вращения на переходные процессы. Обычно при анализе режимов работы электропривода пренебрегают влиянием переменной частоты вращения на механические характеристики асинхронного двигателя, т. е. считают, что каждому значению скольжения соответствует вполне определенное значение вращающего момента. Однако статическая механическая характеристика верна только в установившемся режиме. Особенно важен учет влияния скорости изменения скольжения на механическую характеристику при повторно-кратковременных и быстро протекающих процессах.

Для оценки этого явления примем, что изменение скорости вращения происходит по линейному закону с определенным ускорением ν . В этом случае задача аналитически разрешима [1, 2].

Обозначим вектор потокосцеплений обмотки статора при переменном скольжении s величиной $\bar{\psi}[s(p)]$. Из (6) видно, что для величин, приведенных к координатной системе, неподвижной относительно ротора, можно получить в операторной форме:

$$(p + \alpha_r') \bar{\psi}_r(p) = p \bar{\Psi}_{r0} + \frac{x_m}{x_s} \bar{\psi}[s(p)]. \quad (27)$$

Если раскрыть это операторное уравнение при $\bar{\Psi}_{r0} = 0$ с использованием формулы свертывания или теоремы Дюамеля, то находим

$$\bar{\psi}_r(t) = \frac{x_m}{jx_s} \bar{U} \left\{ 1 - e^{j\beta} + \alpha_r' e^{-\alpha_r' t} \int_0^t e^{\alpha_r' \tau} \exp(j \int s d\tau) d\tau \right\}. \quad (28)$$

Интеграл Дюамеля в (28) может быть пред-

ставлен в виде ряда комплексных величин. Если отбросить быстро затухающие члены, то получим:

$$e^{-\alpha_r' t} \int_0^t \left[\exp \left(j \int_0^s s \tau \right) \right] e^{-\alpha_r' \tau} d\tau = \frac{\exp \left(j \int_0^s s d\tau \right)}{\alpha_r' + js} \left[1 + \frac{1}{2j\bar{\gamma}} + 3 \left(\frac{1}{2j\bar{\gamma}} \right)^2 + \dots \right], \quad (29)$$

где $\bar{\gamma} = \frac{(s - j\alpha_r')^2}{2\nu}$; ν — ускорение, рад⁻¹.

Без учета влияния переменной скорости вращения, т. е. при $s = \text{const}$, из (27) находим

$$\bar{\psi}_{rc}(t) = -\frac{jx_m \bar{U}}{x_s} \left[1 - e^{jst} + \frac{\alpha_r'}{\alpha_r' + js} (e^{jst} - e^{-\alpha_r' t}) \right]. \quad (30)$$

Из (28), (30) с учетом (29) выразим приращение потокосцеплений ротора $\Delta\bar{\psi}_r(t)$ за счет изменения скорости вращения с ускорением ν :

$$\Delta\bar{\psi}_r(t) = \frac{\alpha_r' e^{j\beta}}{\alpha_r' + js} \left[\frac{1}{2j\bar{\gamma}} + 3 \left(\frac{1}{2j\bar{\gamma}} \right)^2 \right], \quad (31)$$

где

$$\beta = \int_0^t s d\tau.$$

Для определения отклонений момента ΔM от статической механической характеристики выразим ΔM через потокосцепление статора и приращение потокосцепления ротора

$$\Delta M = -\frac{1}{x_s} \frac{x_m}{x_r} \text{Re } j\bar{\psi} \Delta\bar{\psi}_r^*, \quad (32)$$

где $\bar{\psi}_r^*$ — величина, сопряженная $\Delta\bar{\psi}_r$. При $\bar{\psi}_0 = 0$ потокосцепления статора равны

$$\bar{\psi} = \frac{\bar{U}}{j} \exp \int_0^t s d\tau. \quad (33)$$

Обозначим

$$k = \frac{s^2 - \alpha_r'^2}{2\nu}; \quad m = \frac{\alpha_r' s}{\nu}. \quad (34)$$

Из (32) с учетом (31), (33), (34) находим

$$\Delta M = \frac{U^2 (\alpha_r' - \alpha_r)}{2x_s' (\alpha_r'^2 + s^2) (k^2 + m^2)} \times \left\{ k \alpha_r' + ms + \frac{3}{2} \left[\frac{2\alpha_r' km - s(k^2 - m^2)}{k^2 + s^2} \right] \right\}. \quad (35)$$

По этой формуле можно рассчитать отклонение момента от статической механической характеристики как при набросе нагрузки на вал

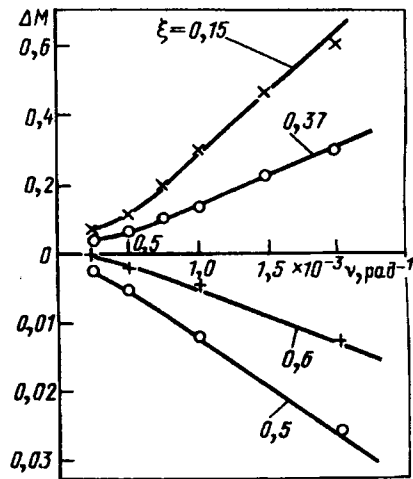


Рис. 2. Отклонение момента от статической механической характеристики асинхронного двигателя в зависимости от ускорения: 1 — $\xi = 0,15$; 2 — $0,37$; 3 — $0,5$; 4 — $0,6$.

асинхронного двигателя ($\nu < 0$), так и при сбросе нагрузки ($\nu > 0$). На рис. 2 показана зависимость ΔM от ускорения ν для разных значений

$$\xi = \frac{s}{\alpha_r'}$$

С увеличением ускорения ν возрастает ΔM , а с увеличением ξ , т. е. скольжения s по отношению к критическому ($s_{кр} \approx \alpha_r'$), ΔM уменьшается. При $\xi > 0,4$, как это видно на нижней половине рисунка, ΔM не превышает 3% при ускорениях $\nu = \left(\frac{1}{500} \div \frac{1}{1000} \right)$ рад⁻¹. В этом случае вполне можно пренебрегать величиной ΔM при широком диапазоне изменения ускорений. Если же $\xi < 0,4$ (верхняя часть рис. 2), то здесь допустимо пренебрегать ΔM только при $\nu = \left(\frac{1}{2000} \div \frac{1}{4000} \right)$ рад⁻¹. Иначе потребуется воспользоваться формулой (35) для определения ΔM и

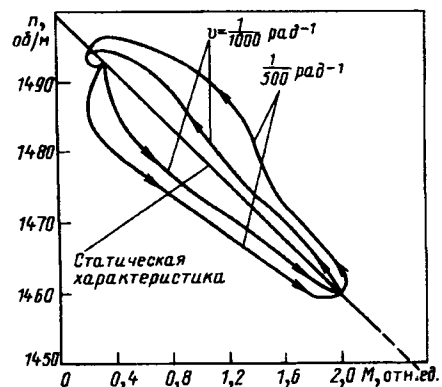


Рис. 3. Механическая характеристика асинхронного двигателя: 1 — статическая характеристика; 2 и 3 — с учетом влияния переменной частоты вращения соответственно для ускорений $\nu = \frac{1}{1000}$ рад⁻¹ и $\nu = \frac{1}{500}$ рад⁻¹.

его учета при расчете движения электропривода.

На рис. 3 показана механическая характеристика асинхронного двигателя без учета влияния переменной частоты вращения и с учетом этого влияния при разных ускорениях. С увеличением ускорения возрастает отклонение от статической механической характеристики, при уменьшении ускорения отклонение становится незначительным и кривая приближается к статической характеристике. Приведенные данные говорят о необходимости учета влияния переменной частоты вращения двигателя на его механическую характеристику и позволяют рассчитать отклонение динамической характеристики от статической.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Трещев И.И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. — Л.: Энергия, 1980.
2. Мамиконянц Л.Г. Токи и моменты асинхронных и син-

хронных машин при изменении скорости их вращения. — Электричество, 1958, № 8.

3. Казовский Е.Я. Переходные процессы в машинах переменного тока. — М.—Л.: Изд-во АН СССР, 1962.

4. Конкордия Ч. Синхронные машины. Переходные и установившиеся процессы. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959.

5. Смирнов В.И. Курс высшей математики, т. 2. — М.: Гостехиздат, 1948.

[10.02.95]

Авторы: Трещев Иван Ильич окончил Ленинградскую академию кораблестроения по электротехнической специальности. Докторскую диссертацию на тему «Динамические и аварийные режимы машин переменного тока в автономных энергосистемах» защитил в Академии кораблестроения в 1963 г. Профессор Московской государственной академии автомобильного и тракторного машиностроения

Синхронный генератор небольшой мощности с постоянными магнитами

ДАНИЛЕВИЧ Я.Б., КОЧНЕВ А.В.

Приводятся результаты создания и исследований синхронного генератора с постоянными магнитами Nd-Fe-B с пакетной магнитной системой ротора, проведенных в ОЭЭП РАН. Генератор предназначен для использования в системах энергоснабжения в составе микроГЭС, ветроагрегатов малой мощности; агрегатов, работающих на основе геотермальной энергии, энергии «бросового» тепла и отходов. Созданный генератор является представителем серии синхронных машин с постоянными магнитами мощностью от 1,5 до 30 кВт. Проводится сопоставление анализируемого исполнения с традиционным коллекторным исполнением.

Ключевые слова: синхронный генератор, пакетная магнитная система ротора, постоянные магниты, исследования

В Отделе электроэнергетических проблем (ОЭЭП) РАН создан и исследован синхронный генератор небольшой мощности с постоянными магнитами Nd—Fe—B, предназначенный для использования в системах энергосбережения в составе микроГЭС, ветроагрегатов малой мощности; агрегатов, работающих на основе геотермальной энергии, энергии «бросового» тепла и отходов. Созданный генератор входит в серию синхронных машин с постоянными магнитами мощностью от 1,5 до 30 кВт.

Выбор исполнения. Техничко-экономи-

Results of the development and investigations of a synchronous generator with permanent magnets Nd-Fe-B and a stacked magnetic rotor system, carried out at the Department of electric power engineering of the Russian Academy of sciences, are presented. The generator developed is designed for using in energy saving systems of low-power hydroelectric power stations, wind power stations, geothermal power stations, waste heat power stations. It represents a series of synchronous machines with permanent magnets, rating from 1,5 to 30 kW. A comparison of the design considered with a conventional collector design is given.

Key words: synchronous generator, stacked magnetic rotor system, permanent magnets, investigation

ческие показатели электрической машины с постоянными магнитами в большой степени зависят от исполнения магнитной системы ротора. Как показывают результаты исследований и материалы международных конференций, число этих исполнений за последние годы существенно расширилось: в дополнение к традиционным появились экспериментальные образцы с аксиальным, трансверсальным магнитным потоком, позволяющие выйти на новый уровень электромагнитного использования данного класса машин.

В настоящей работе при выборе исполнения

ротора рассматривались два типа его магнитной системы — коллекторный и пакетный. При первом исполнении постоянные магниты чередуются с ферромагнитными вставками (образуется своеобразный «коллектор»), причем вставки являются также и полюсами. При втором исполнении постоянные магниты расположены радиально по окружности в виде пакетов. В системах коллекторного типа осуществляется тангенциальное намагничивание, пакетного — радиальное.

Как показывает анализ, коллекторное исполнение магнитной системы имеет преимущества, если синхронная машина выполняется многополюсной на низкую частоту вращения, например, при непосредственном соединении ветроколеса турбины ветроагрегата с синхронным генератором без мультипликатора. Преимущества коллекторного исполнения проявляются также при использовании дешевых ферритовых магнитов (Fe—Ba или Fe—Sr) благодаря возможности применения концентраторов магнитного потока, позволяющих довести уровень индукции в воздушном зазоре до тех же значений, что и в машинах с высокоэнергетическими постоянными магнитами. Кроме того, магниты защищены своеобразными полюсными наконечниками от размагничивающего действия реакции якоря при перегрузках или внезапном КЗ. К основным недостаткам этого исполнения можно отнести: большой процент высших гармонических в кривой выходного напряжения из-за прямоугольной формы поля в воздушном зазоре; необходимость применения для ограничения высших гармоник специальных обмоток статора с дробным числом пазов на полюс и фазу q в сочетании с большим укорочением шага обмотки; необходимость применения немагнитной втулки из дорогостоящих цветных металлов между магнитами и валом ротора.

При пакетном исполнении, рекомендуемом для машин с промышленными частотами вращения 1000—3000 об/мин, имеющих по сравнению с низкооборотными машинами нормальное полюсное деление, может быть обеспечена практически синусоидальная кривая напряжения статора даже при применении диаметральной обмотки с целым q . Это достигается специальным формированием поля в воздушном зазоре с учетом разброса значений магнитных параметров призм постоянных магнитов. При пакетном исполнении несущественным является момент трогания ротора из-за отсутствия явления «залипания»; можно также не принимать во внимание «шаговый» характер вращения машины при малых частотах вращения; отсутствует необходимость в немагнитной втулке ротора.

Для этого исполнения рекомендуются только высокоэнергетические магниты, так как при от-

сутствии полюсных наконечников магниты находятся под полным действием размагничивающего действия реакции якоря.

Конструкция машины. В ОЭЭП РАН созданы синхронные генераторы с магнитными системами обоих типов: 16-полюсная синхронная машина мощностью 2,5 кВт типа СГПМ 2,5—3 с магнитной системой коллекторного типа и 6-полюсный генератор аналогичной мощности с магнитной системой пакетного типа. Конструкция магнитных систем ротора коллекторного типа общеизвестна, поэтому остановимся на особенностях конструкции и параметрах генератора СГПМ 2,5—3.

Эскиз ротора генератора приведен на рис. 1. В машине по дуге окружности полюса установлены четыре магнита призматической формы из сплава Nd—Fe—В (фенебор), которые обеспечивают радиальное намагничивание. Полюсы выполнены без полюсных наконечников. Между магнитами установлены клинья в виде отдельных секторов, насаженные на магнитную втулку. Магниты к втулке крепятся с помощью специального клея и банджа из стеклоленты. Втулка насаживается на вал ротора и обеспечивает передачу вращающего момента.

Обмотка статора генератора — всыпная, однослойная, цепная с диаметральной шагом ($q=3$). Статор после укладки обмотки пропитывается и запекается.

Основные данные синхронного генератора СГПМ 2,5—3 следующие:

| | |
|---------------------------------|------|
| мощность, кВт | 2,5 |
| номинальное напряжение, В | 230 |
| номинальный ток, А | 7,7 |
| частота тока, Гц | 50 |
| коэффициент мощности | 0,8 |
| линейная нагрузка, А/см | 100 |
| остаточная индукция магнита, Тл | 1,06 |
| коэрцитивная сила магнита, кА/м | 720 |

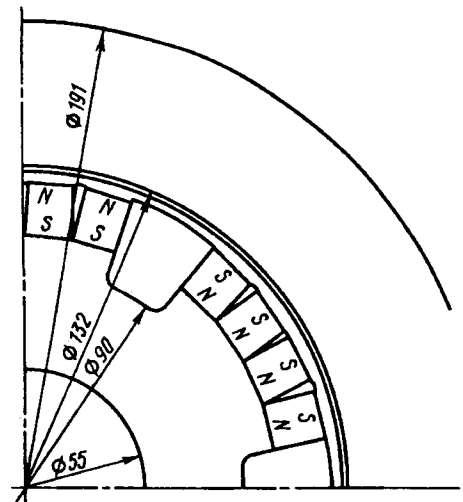


Рис. 1. Эскиз магнитной цепи генератора СГПМ 2,5—3

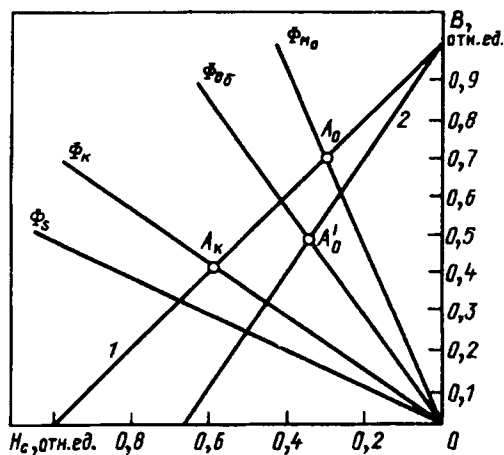


Рис. 2. Диаграмма магнита генератора СГПМ 2,5–3

КПД, % 89,7
 масса, кг 70

На рис. 2 приведена диаграмма магнита генератора, построенная в относительных единицах. На рисунке обозначено: 1 — прямая возврата постоянного магнита генератора; Φ_s — зависимость потока рассеяния магнита от МДС; 2 — прямая возврата постоянного магнита с учетом влияния потока рассеяния (Φ_s); $\Phi_{\text{по}}$ — зависимость полезного потока магнита от МДС в режиме холостого хода (пересечение ее с прямой 1 — точка A_0 — определяет значение потока и МДС магнита в рассматриваемом режиме); $\Phi_{\text{об}}$ — зависимость полезного потока в воздушном зазоре в режиме холостого хода от МДС (пересечение ее с прямой 2 — точка A'_0 — определяет значение потока и МДС машины в режиме холостого хода); Φ_k — зависимость потока магнита от МДС в режиме КЗ (пересечение ее с прямой 1 — точка A_k) определяет значение потока и МДС в рассматриваемом режиме.

При построении диаграммы в качестве базовых значений приняты: $\Phi_{\text{баз}}$ — базовый магнитный поток, Вб; $\Phi_{\text{баз}} = B_r S_m$, где B_r — остаточная индукция магнита, Тл; S_m — полезная площадь магнита, м²; $F_{\text{баз}}$ — базовая МДС, кА; $F_{\text{баз}} = H_c h_m$, где H_c — коэрцитивная сила, кА/м; h_m — размер призмы магнита в направлении намагничивания, м.

Результаты испытаний. На рис. 3 приведена характеристика холостого хода генератора. Характеристика линейная, фазное напряжение по трем фазам симметричное. Характер кривой напряжения фазы показан на рис. 4.

Во время испытаний генератор включался на

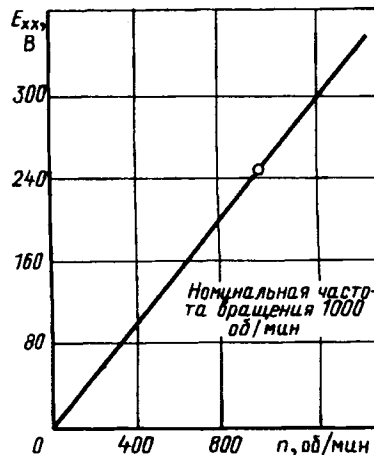


Рис. 3. Характеристика холостого хода генератора СГПМ 2,5–3

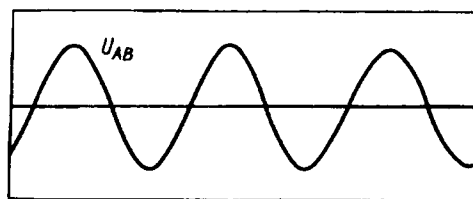


Рис. 4. Осциллограмма выходного напряжения генератора СГПМ 2,5–3 в режиме холостого хода

активно-индуктивную нагрузку и испытывался при номинальных значениях параметров в продолжительном режиме работы. Было выявлено, что генератор СГПМ 2,5–3 может работать в широком диапазоне изменения частоты вращения и нагрузки, что делает его перспективным в системах с преобразователями частоты.

Следует отметить, что нагрузка синхронного генератора, который является постоянно возбужденной машиной, не должна быть менее определенной и применительно к машине типа СГПМ 2,5–3 должна быть не менее 19 Ом.

[14.11.94]

Авторы: Данилевич Януш Брониславович окончил Ленинградский политехнический институт в 1955 г. Доктор технических наук (1974), профессор (1976), член-корреспондент РАН. Директор Отдела (Института) электроэнергетических проблем Российской Академии наук (ОЭЭП РАН).

Кочнев Анатолий Васильевич окончил в 1959 г. электромеханический факультет ЛПИ по специальности «Электрификация транспорта и тяговых устройств». Старший научный сотрудник ОЭЭП РАН.

Алгоритмы быстрой идентификации нелинейных динамических объектов

ИВАНОВ А.И.

Рассматриваются одномерные ортогональные алгоритмы идентификации, позволяющие решать указанную задачу за несколько секунд машинного времени. При решении той же задачи через прямое вычисление многомерных ядер рядов Вольтерра требуется затратить 10^{15} лет машинного времени. Приводится обобщение одномерных динамических рядов на случай динамических объектов с неоднозначными гистерезисными нелинейностями, обладающими эффектом бесконечной памяти.

Ключевые слова: нелинейные динамические объекты, входные гармонические сигналы, методы идентификации

The paper considers one-dimension orthogonal algorithms for an identification non-linear dynamic objects with finite and infinite memory, which make it possible to solve the problem in several seconds of a computer time. A solution of the same problem by means of standard multidimension Volterra algorithms takes 10^{15} years of a computer time. A generalization of one-dimension dynamic series for the case of dynamic objects with hysteresis non-linearities, having an infinite memory effect, is presented.

Key words: non-linear dynamic objects, input harmonic signals, identification methods

Часть 1. Идентификация нелинейных динамических объектов с конечной памятью

1.1. «Проклятие размерности», возникающее при использовании многомерных алгоритмов идентификации. В настоящий момент наиболее хорошо изученным математическим аппаратом для описания нелинейных динамических объектов является ряд Вольтерра. Для белого нормального шума ряд Вольтерра может быть ортогонализирован по Винеру, и тогда многомерные ядра ряда Вольтерра—Винера могут быть вычислены процедурой Ли—Щецена [1, 2], т. е. через вычисление многомерных кросскорреляционных функций может быть решена задача идентификации нелинейного динамического объекта с конечной памятью.

Однако при попытках практической реализации многомерных алгоритмов идентификации возникает ряд серьезных технических трудностей. Основная трудность — это многомерность решаемой задачи на современных одномерных вычислительных машинах со структурой фон Неймана. Задача идентификации линейной ветви модели (определение ядра первого порядка) будет быстро решаемой одномерной задачей. Задача идентификации динамических параметров второй ветви модели (ядра второго порядка) будет относиться к двумерным задачам и на свое решение потребует существенно больших затрат ма-

шинного времени. Для оценки параметров ветвей модели более высоких порядков потребуются еще большие затраты машинного времени, так как размерность этих задач растет пропорционально порядку анализируемой ветви.

Фактически для идентификации динамических параметров простейшей симметризованной нелинейной динамической модели Винера 10-го порядка (рис. 1) требуются затраты машинного времени, сопоставимые с возрастом Вселенной.

Оценим затраты времени на вычисления, исходя из желания получить данные о динамических параметрах с погрешностью 1%. При этом условии необходимо выбирать интервал наблюдения не менее 100 интервалов памяти исследуемого объекта и делать 10000 отсчетов (100 отсчетов внутри одного интервала памяти, равного времени переходного процесса). Если используется вычислительная машина, способная осуществлять две элементарные операции (сложение и умножение) за время 10^{-6} с, то общее время идентификации линейной части модели Винера составит $10000 \times 100 \times 10^{-6} = 1$ с.

При вычислении несимметричного ядра Вольтерра второго порядка требуется повторить все вычисления 100 раз и найти 100×100 отсчетов двумерной переходной функции. На это требуется 100 с машинного времени, однако с учетом симметричности ядра можно уменьшить число отсчетов в 2! раза, т. е. на оценку симметричного ядра Вольтерра второго порядка потребуется 50 с.

Результаты расчетов затрат машинного времени для идентификации ядер Вольтерра более высоких порядков приведены в таблице.

Если учесть, что для достаточно точного инженерного описания нелинейной зависимости требуется учитывать 10—15 членов степенного ряда (ядер Вольтерра), то становится очевидной практическая бесполезность многомерных алго-

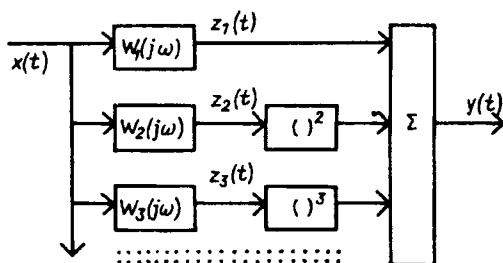


Рис. 1. Симметризованная модель Винера

| Относительная погрешность вычисления, % | Время вычисления симметричных ядер порядка | | | | | |
|---|--|----------|---------|----------|---------|-------------------------|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 9 | 10 |
| 1 | 1 с | 50 с | 27 мин | 12 ч | 890 лет | 8900 лет |
| 0,1 | 16,6 мин | 5,8 сут. | 5,3 лет | 1333 лет | — | $8,9 \cdot 10^{15}$ лет |

ритмов идентификации. Именно это обстоятельство и является стимулом для развития альтернативных подходов к решению задачи идентификации через использование одномерных вычислительных алгоритмов. Только одномерность вычислительных алгоритмов в совокупности с их ортогональностью позволяет надеяться на практическое использование точных моделей нелинейных динамических объектов.

1.2. *Одномерные динамические ряды.* Рассмотрим отклик статической нелинейности, описываемой степенным рядом

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k x^k(t). \quad (1)$$

Отобразим (1) из временной области в частотную, воспользовавшись преобразованием Фурье:

$$Y(j\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k X^{(k)}(j\omega). \quad (1a)$$

Обобщим полученный ряд для нелинейных динамических объектов, заменив статические коэффициенты a_k на динамические коэффициенты $H_k(j\omega)$, являющиеся комплексной функцией частоты:

$$Y(j\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} H_k(j\omega) X^{(k)}(j\omega). \quad (2)$$

Мы получили некоторый обобщенный одномерный степенной ряд, пригодный для описания нелинейных динамических систем, соответствующих симметризованным моделям Гаммерштейна (рис. 2). Далее будем называть ряды вида (2) одномерными динамическими рядами — противопоставление статическим рядам с постоянными коэффициентами (1) и противопоставление

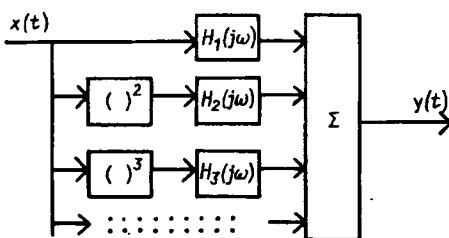


Рис. 2. Симметризованная модель Гаммерштейна

многомерным рядам Вольтерра.

Возврат во временную область из частотной (2) осуществляется через обратное преобразование Фурье. Во временной области аналог (2) удобно отображать, используя символическую запись операции свертки: (*)

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k(t) * x^k(t), \quad (2a)$$

где $h_k(t)$ — импульсная переходная функция линейного динамического блока k -й ветви симметризованной модели Гаммерштейна.

Следует еще раз подчеркнуть, что ряды (2), (2a) в отличие от рядов Вольтерра являются одномерными и, соответственно, их использование позволяет обойти трудности многомерных вычислений (см. таблицу) как при идентификации нелинейных динамических объектов, так и при их имитационном моделировании.

Впервые обратил внимание на одномерность динамических рядов (2a) Вебер [3]. Еще в 1956 г. он отметил преимущества, заключающиеся в неявной форме вычисления частотных автосверток $X^{(k)}(j\omega) \leftrightarrow x^k(t)$ в момент осуществления преобразования Фурье. Однако 40 лет назад работа Вебера не получила должной оценки, видимо, из-за иллюзий, порожденных ожиданием бурного развития средств вычислительной техники.

Если отказаться от неявного вычисления частотных автосверток и пытаться осуществить эту операцию в явной форме —

$$X^{(k)}(j\omega) = \frac{1}{(2\pi)^{k-1}} \underbrace{\left\{ \dots \left\{ X(j\omega) * X(j\omega) \right\} * X(j\omega) \right\} \dots * X(j\omega) \right\}}_k, \quad (3)$$

то возникают те же вычислительные трудности, что и при использовании рядов Вольтерра (затрачиваемое время растет пропорционально степенной функции $(k! N^k)$, где N — число учитываемых гармоник спектра $X(j\omega)$). Вычисление же в неявной форме $X^{(k)}(j\omega)$ занимает практически столько же машинного времени, как и обычное линейное преобразование Фурье $X(j\omega)$ (затрачиваемое время практически не зависит от порядка k и пропорционально N).

Тупик многомерности прямых вычислений автосверток особенно очевиден при входных шумовых сигналах с бесконечным спектром, для которых каждая операция свертки (*) в выражении (3) является интегралом в бесконечных

пределах:

$$X(j\omega) * X(j\omega) = X^2(j\omega) = \\ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(j\Omega) X(j\Omega - j\omega) d\Omega.$$

Если подставить последнее выражение в (3), а затем полученный многократный интеграл подставить в (2), то получим один из вариантов ряда Вольтерра, отображенный в частотную область со всеми вытекающими отсюда неприятностями многомерных вычислений.

1.3. *Одномерная идентификация объектов на произвольных детерминированных сигналах.* Будем описывать объект конечной моделью Гаммерштейна. При этом вход и выход модели будут связаны следующим одномерным динамическим полиномом:

$$Y(j\omega) = \sum_{k=1}^n H_k(j\omega) X^{(k)}(j\omega). \quad (4)$$

Мы можем определить неизвестные динамические коэффициенты полинома (4), подав на вход исследуемого объекта n различных входных воздействий. Тогда определение коэффициентов сводится к решению систем из n линейных уравнений с n неизвестными. Каждая из этих систем строится для одного фиксированного значения частоты:

$$\begin{bmatrix} X_1(j\omega) X_1^{(2)}(j\omega) \dots X_1^{(n)}(j\omega) \\ X_2(j\omega) X_2^{(2)}(j\omega) \dots X_2^{(n)}(j\omega) \\ \vdots \\ X_n(j\omega) X_n^{(2)}(j\omega) \dots X_n^{(n)}(j\omega) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} H_1(j\omega) \\ H_2(j\omega) \\ \vdots \\ H_n(j\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1(j\omega) \\ Y_2(j\omega) \\ \vdots \\ Y_n(j\omega) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Для того чтобы уравнения, входящие в систему (5), были линейно независимы, необходимо использовать тестовые воздействия, различающиеся по амплитудно-частотному спектру или по фазочастотному спектру. Формально достаточно различия по амплитуде или фазе только одной гармонической составляющей спектра сигналов, однако малые различия тестовых воздействий по спектральному перераспределению энергии приводят к плохой обусловленности системы уравнений.

Описанным выше приемом могут быть вычислены 10–12 динамических коэффициентов модели Гаммерштейна, что соответствует ее относительной погрешности порядка 5%. Дальнейшее повышение точности модели (ее порядка) сопряжено с необходимостью решать плохо обусловленные системы линейных уравнений большой размерности. Кроме того, замена бесконечного ряда (2) конечным полиномом (4) приводит к

появлению существенной методической погрешности, обусловленной усечением ряда.

Перечисленные проблемы могут быть ослаблены или полностью устранены в случае частичной или полной ортогонализации алгоритмов идентификации. При частичной ортогонализации обусловленность решаемых систем линейных уравнений существенно улучшается, так как их информационные матрицы прореживаются, а энергия их членов перераспределяется, стягиваясь к диагонали. При полной ортогонализации информационная матрица становится диагональной, а каждый динамический коэффициент может определяться независимо.

1.4. *Ортогональная идентификация модели Гаммерштейна на детерминированных входных сигналах.* Одним из весьма эффективных подходов к решению задачи является ортогонализация алгоритмов идентификации. Как показано в [6], ортогонализировать алгоритмы идентификации на детерминированных сигналах можно через использование ряда Чебышева. Соответственно оптимальными моделями в этом случае являются модель Чебышева–Гаммерштейна и ее модификации [4, 5].

Для основной модели Чебышева–Гаммерштейна входной сигнал должен быть синусоидальным. В этом случае каждый из откликов входных полиномов Чебышева $T_k(x)$ будет также синусоидальным и иметь частоту, k -кратную частоте входного воздействия. Основная модель Чебышева–Гаммерштейна изображена на рис. 3.

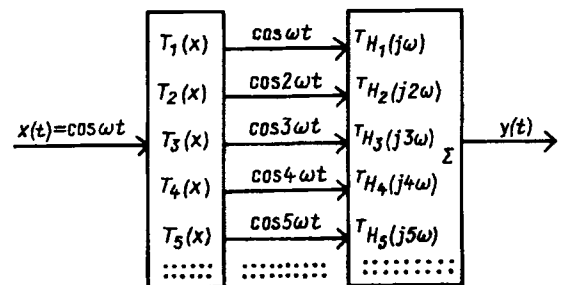


Рис. 3. Модель Чебышева–Гаммерштейна

Так как отклик каждого из параллельных каналов модели легко может быть выделен обычным анализом спектра из суммарного отклика модели, то задача идентификации динамических параметров становится тривиальной. Для определения амплитудно-частотной характеристики k -го канала достаточно наблюдать изменение амплитуды k -й гармонической составляющей при изменении частоты входного сигнала. Изменение фазы этой гармонической составляющей совпадает с фазочастотной характеристикой комплексного коэффициента передачи $T H_k(j\omega)$. Таким образом, пользуясь почти стандартной методикой изме-

рения комплексных коэффициентов передачи линейных объектов, удается определить десятки комплексных коэффициентов передачи нелинейной динамической модели Чебышева—Гаммерштейна. Этот метод является наиболее точным из всех известных, и только он позволяет гарантировать некоторую наперед заданную погрешность модели.

Уникальные свойства модели Чебышева—Гаммерштейна позволяют точно вычислить погрешность от усечения ряда для каждого конкретного значения частоты:

$$\Delta_n(\omega) = \sqrt{\frac{\frac{2}{T} \int_0^T y^2(t) dt - \sum_{k=0}^n T H_k^2(k\omega)}{\frac{2}{T} \int_0^T y^2(t) dt}} 100\%, \quad (6)$$

где T — период входного воздействия; n — порядок модели.

Общая погрешность модели совпадает с усредненной погрешностью (6) по всему частотному диапазону входной чувствительности исследуемого динамического объекта.

Пользуясь формулой (6), по исходной заданной погрешности можно выбирать достаточный порядок модели в процессе идентификации, не ожидая его окончания. Предварительные данные о порядке модели могут быть получены после тестирования исследуемого объекта на одной частоте.

Выбор числа тестовых синусоидальных сигналов и значения их частот также следует осуществлять исходя из заданной точности идентификации. Так, если желательно построить модель с погрешностью 1%, необходимо использовать, как минимум, 50 частотных отсчетов. Только в этом случае при возврате во временную область мы получим 100 отсчетов импульсной переходной функции. Значения частот выбираются исходя из знания интервала памяти исследуемого динамического объекта.

Интервал памяти, в свою очередь, определяют как время переходного процесса (реакции объекта) при входном ступенчатом воздействии. Например, если интервал памяти составляет 1 с, следует использовать синусоидальные сигналы с частотами 0, 1, 2, 3, 4, ..., 48, 49, 50 Гц. Общее время тестирования объекта составит не менее 51 с, так как после каждого изменения значения частоты необходимо ждать 1 с окончания переходного процесса.

Интересно отметить, что использование многомерных кросскорреляционных алгоритмов идентификации Ли—Щецена [1, 2] требует совершенно такого же времени наблюдения при случайных входных сигналах.

Ортогональная оптимальная модель Чебыше-

ва—Гаммерштейна может быть построена не только для синусоидальных сигналов. Формально для любого периодического сигнала может быть построена некоторая корректирующая нелинейности $F(x)$, преобразующая этот сигнал в косинусоидальный. Разместив эту нелинейность на входе модели Чебышева—Гаммерштейна, получим ее модификацию под заданный вид входного несинусоидального воздействия (рис. 4).

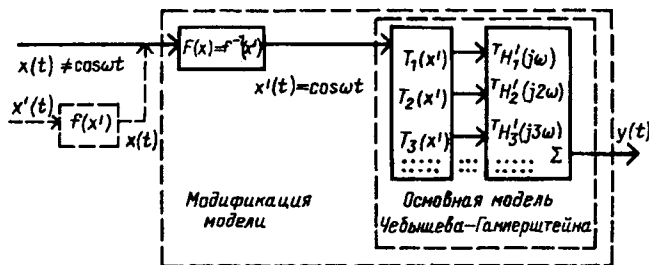


Рис. 4. Модификация оптимальной модели Чебышева—Гаммерштейна под несинусоидальное тестовое воздействие

Фактически речь идет о нелинейном переходе в некоторую новую систему координат $x'(t)$, в которой исходный несинусоидальный сигнал становится синусоидальным. Строится это нелинейное преобразование координат $F(x)$ путем введения некоторой фиктивной нелинейности $f(x')$ и операции ее обращения. Фиктивная нелинейность $f(x')$ дает при ее возбуждении косинусоидальным сигналом отклик, совпадающий с несинусоидальным входным воздействием $x(t)$. Следовательно, ее параметры легко могут быть найдены, так как постоянные коэффициенты ее описания полным рядом Чебышева совпадают с косинусными и синусными амплитудами разложения $x(t)$ в ряд Фурье:

$$f(x') = \sum_{k=0}^{\infty} \{ T_{a_k} T_k(x) + U_{a_k} U_k(x) \} \quad (7)$$

при

$$x(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \{ A_{c,i} \cos i\omega t + A_{s,i} \sin i\omega t \} \begin{cases} T_{a_k} = A_{c,k}; \\ U_{a_k} = A_{s,k}, \end{cases}$$

где $A_{c,k}$, $A_{s,k}$ — косинус- и синус-коэффициенты Фурье разложения входного сигнала; T_{a_k} , U_{a_k} — коэффициенты полного ряда Чебышева соответственно при полиномах Чебышева первого и второго рода.

После того как получили аналитическое описание фиктивной нелинейности $f(x')$ (7), можно перейти от полного ряда Чебышева к классическому степенному ряду, а затем воспользоваться известными процедурами обращения степенного ряда. Однако этот путь оказывается достаточно сложным, так как в справочниках не приведены

формулы обращения полиномов высокого порядка (приходится самостоятельно заниматься выводом формул).

Последнюю сложность можно обойти через осуществление операции обращения нелинейной функции $f(x')$ численными методами. Это может быть сделано, например, путем подачи на вход нелинейности $f(x')$ равномерного белого шума $x'(t)$ с генератора RND ЭВМ. Тогда на ее выходе мы получим некоторый шумовой отклик $x(t)$. Тем самым, фактически будем иметь шумы вход—выход нелинейности $F(x)$. Далее следует восстановить ее параметры по любому, желательно ортогональному, алгоритму идентификации статической нелинейности [4, 5]. Если поменять местами вход и выход, а затем решать задачу идентификации, то получим вместо прямой модели обратную. Операции этого класса корректны для однозначных нелинейностей без памяти (однако они некорректны для нелинейных объектов с конечной и бесконечной памятью).

После того как осуществлена идентификация нелинейного динамического объекта на несинусоидальных тестовых воздействиях заданной формы, необходимо от модифицированной модели Чебышева—Гаммерштейна вернуться к классической модели Гаммерштейна в исходной системе координат. Для этого следует перейти к классической модели Гаммерштейна в системе координат $x'(t)$:

$$H'_i(j\omega) = \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m 2^{i-1} \frac{(i+2m)(i+m-1)!}{m! i!} T_{H'_{i+2m}}(j\omega). \quad (8)$$

Далее следует вернуться в исходную систему координат, где отклик модели описывается следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} y(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} F^k(x'(t)) * h'_k(t); \\ Y(j\omega) &= \sum_{k=0}^{\infty} F^k(X'(j\omega)) H'_k(j\omega). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Если разложить степенные функции входной корректирующей нелинейности $F^k(x)$ в соответствующие степенные ряды —

$$F^k(x) = \sum_{m=0}^{\infty} a_{m,k} x^m, \quad (10)$$

то в исходной системе координат конечная классическая симметризованная модель Гаммерштейна будет описываться следующим уравнением:

$$Y(j\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ H'_k(j\omega) = \sum_{m=0}^{\infty} a_{m,k} H'_m(j\omega) \right\} X^{(k)}(j\omega). \quad (11)$$

Таким образом, удается осуществлять орто-

гонализацию алгоритмов идентификации параметров моделей Гаммерштейна на периодических несинусоидальных тестовых воздействиях сложной формы. Следует иметь в виду, что вычислительные трудности по обращению фиктивных функций существенно возрастают по мере изменения синусоидальной формы тестового сигнала.

1.5. Эквивалентность моделей Гаммерштейна и моделей Винера при синусоидальных тестовых воздействиях. Синусоидальные сигналы занимают особое место в теории идентификации, так как для них описание нелинейных динамических объектов становится наиболее компактным и многие сложные вопросы становятся почти очевидными. Одним из таких вопросов является предпочтительный выбор исходной модели. Можно приводить нелинейные свойства объекта ко входу и пользоваться моделью Гаммерштейна, для которой построены одномерные алгоритмы идентификации, практически не накладывающие ограничений на вид тестового воздействия. Можно придерживаться иной точки зрения и использовать модель Винера, фактически приводя нелинейные свойства объекта к выходу модели. И тот, и другой подходы должны быть равноправны. По крайней мере, так должно быть в теории.

На данный же момент по этому вопросу нет единой точки зрения. Подавляющее большинство специалистов по идентификации считают модель Винера более предпочтительной (более общей). Эта точка зрения базируется на том факте, что при описании нелинейных динамических объектов рядом Вольтерра ядра Вольтерра для модели Винера выглядят как более общий случай по сравнению с более простыми ядрами модели Гаммерштейна. Ядра ряда Вольтерра модели Гаммерштейна диагональны (отличны от нуля только на диагонали), а ядра модели Винера могут быть произвольного вида (не равны нулю вне диагонали).

Кроме того, при вычислении многомерных ядер Вольтерра модели Винера возникают серьезные технические трудности (см. п. 1.1), что не позволяет проверить ее реальную сходимость и сравнить со сходимостью модели Гаммерштейна. Отсюда возникали определенные иллюзии лучшей сходимости моделей со структурой Винера, развеять которые ранее было невозможно по чисто техническим причинам.

Покажем равномерность моделей Гаммерштейна и Винера хотя бы для случаев, когда ничего не известно о реальной структуре исследуемого объекта (задача черного ящика). Покажем, что эти две модели неразличимы при синусоидальном тестовом воздействии; соответственно сходимость их абсолютно одинакова для этого класса сиг-

налов.

На входе k -й ветви симметризованной модели Винера (рис. 1) стоит линейный динамический блок $W_k(j\omega)$, соответственно при его возбуждении входным косинусоидальным сигналом на его выходе будем наблюдать следующий отклик:

$$z_k(t) = W_k(j\omega) \cos(\omega t) = \left\{ W_k(\omega) e^{j\varphi_{wk}(\omega)} \right\} \cos(\omega t), \quad (12)$$

где $W_k(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика; $\varphi_{wk}(\omega)$ — фазочастотная характеристика.

После линейного динамического блока k -я ветвь модели Винера имеет нелинейный элемент, возводящий в k -ю степень отклик. В итоге сигнал на выходе k -й ветви будет описываться следующим уравнением:

$$y_k(t) = W_k^*(j\omega) \cos^k(\omega t) = \left\{ W_k^*(\omega) e^{jk\varphi_{wk}(\omega)} \right\} \cos^k(\omega t). \quad (13)$$

В свою очередь известно, что степенная функция косинуса раскрывается через конечный ряд косинусов кратных частот, взвешенных коэффициентами обратного преобразования Чебышева:

$$\cos^k(\omega t) = \sum_{i=0}^k T_{b_{k,i}} \cos(i\omega t), \quad (14)$$

где $T_{b_{k,i}} = 0$, если индексы k, i не совпадают по четности.

Обратные коэффициенты Чебышева получаются при выражении степенных функций через полиномы Чебышева равного и меньших порядков:

$$x^k = \sum_{i=0}^k T_{b_{k,i}} T_i(x). \quad (15)$$

Подставив (14) в (13), получим

$$y_k(t) = W_k^*(j\omega) \sum_{i=0}^k T_{b_{k,i}} \cos(i\omega t). \quad (16)$$

Если теперь просуммировать все отклики всех ветвей, то получим следующее описание полного отклика модели Винера:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{i=0}^k W_k^*(j\omega) T_{b_{k,i}} \cos(i\omega t). \quad (17)$$

Далее найдем отклик модели Винера на частоте $k\omega$:

$$Y(jk\omega) = \sum_{i=k}^{\infty} W_i^*(j\omega) T_{b_{i,k}} \cos(k\omega t). \quad (18)$$

Приравняв отклики моделей Винера и Гаммерштейна на этой частоте, мы получим уравнение, связывающее их динамические коэффициенты:

$$T_{H_k}(jk\omega) = \sum_{i=k}^{\infty} W_i^*(j\omega) T_{b_{i,k}}. \quad (19)$$

Таким образом, пользуясь (19), всегда можно любой конечной модели Чебышева—Гаммерштейна поставить в соответствие конечную модель Винера того же порядка. Причем степенные функции комплексных коэффициентов передачи ветвей модели Винера будут связаны с динамическими коэффициентами модели Чебышева—Гаммерштейна системой линейных уравнений (четные и нечетные группы коэффициентов моделей будут связаны соответственно своими системами уравнений). Если эти системы линейных уравнений строить для постепенно возрастающих кратных частот, то они будут хорошо обусловлены и состоять из точно известных коэффициентов обратного преобразования Чебышева. При этом пересчет коэффициентов следует начинать со старших ветвей моделей порядка n , динамические параметры которых связаны наиболее простым соотношением:

$$W_n(j\omega) = \sqrt[n]{\frac{T_{H_n}(jn\omega)}{T_{b_{n,n}}}} = T_{H_n^n}(n\omega) T_{b_{n,n}^{-\frac{1}{n}}} e^{j \frac{\varphi_{Hn}(n\omega)}{n}}. \quad (20)$$

Иначе, необходимо извлечь корень порядка n из амплитудно-частотной характеристики n -го динамического коэффициента Чебышева—Гаммерштейна и перенести полученное значение на частоту в n раз меньше динамического коэффициента модели Винера. Фазочастотная характеристика динамического коэффициента модели Винера находится путем n -кратного сжатия соответствующей фазочастотной характеристики модели Чебышева—Гаммерштейна.

После того как старший динамический коэффициент модели Винера найден, можно перейти к поочередному определению других коэффициентов меньших порядков. При этом всегда приходится решать линейное уравнение с одним неизвестным из-за треугольности матрицы обратных коэффициентов Чебышева. Нелинейные преобразования возникают только при пересчете конечных результатов последовательных решений линейных уравнений с одним неизвестным.

Принципиально важным для теории является сама возможность пересчета динамических параметров одной модели в другую. Можно говорить о том, что компьютерные модели Гаммерштейна и Винера неразличимы на синусоидальных сигналах. На машине всегда можно одной модели с произвольными динамическими параметрами поставить в соответствие другую эквивалентную модель. Единственным ограничением является физическая реализуемость этих моделей, т. е. физически реализуемой устойчивой модели одного

класса может соответствовать эквивалентная физически нереализуемая (неустойчивая) модель другого класса.

Интересным является то, что при замене одной модели на другую эквивалентную происходит взаимозамена мест линейных и нелинейных операций. Вообще говоря, подобную замену осуществлять нельзя (алгебра этих операций некоммутативна), но, как показано выше, в особой коммутативной точке (синусоидальных воздействий) групповая коммутация по особым правилам возможна. Более того, для конечной группы получается конечное групповое коммутативное правило, что может сыграть определенную роль в дальнейшем развитии теории.

Еще одним принципиально важным для практики фактом является то, что отпадает необходимость в использовании многомерных преобразований при решении задачи идентификации в классе моделей Винера. Теоретически можно решать эту же задачу в классе моделей Гаммерштейна, используя одномерные ортогональные вычислительные процедуры, построенные под произвольные сигналы. Если же требуется вернуться к модели Винера, то необходимо полученную модель Гаммерштейна преобразовать к модели Винера через правила групповой коммутации в особой коммутативной точке синусоидальных сигналов.

Часть 2. Идентификация динамических объектов с бесконечной памятью типа гистерезис

2.1. Особенности гистерезисных нелинейных элементов с бесконечной памятью. На практике часто встречаются гистерезисные нелинейные элементы с бесконечной памятью. При периодических воздействиях эти элементы образуют систему гистерезисных циклов, причем при снятии возбуждающего воздействия нелинейность с памятью не приходит в нулевое состояние. Она способна бесконечно долго помнить свою предысторию, а при ее последующем возбуждении образующиеся циклы гистерезиса будут определяться не только входным сигналом, но и предыдущей памятью (остаточным состоянием). Для того чтобы стереть память (привести нелинейность в нулевое состояние), нужен специальный режим «размагничивания».

Хорошо изучены магнитный гистерезис, сегнетоэлектрический гистерезис и механический гистерезис, связанный с остаточными деформациями. Обычно присутствие гистерезисного нелинейного элемента в составе нелинейного динамического объекта вызывает серьезные трудности при идентификации. В частности, для описания

подобных объектов хорошо разработанный аппарат рядов Вольтерра оказывается непригоден, в то время как одномерные динамические ряды сравнительно легко модифицируются под этот класс задач [4].

Упростим задачу и будем рассматривать только группы тестовых воздействий, приводящие к появлению одного симметричного цикла гистерезиса. На возрастающем участке входных сигналов подъем будет осуществляться по нижней ветви гистерезиса $f(x)$. При смене знака производной входного сигнала спуск осуществляется по верхней ветви гистерезиса $\overleftarrow{f}(x)$. Будем описывать нижнюю и верхнюю ветви двумя степенными рядами:

$$\vec{f}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \vec{a}_k x^k, \quad \overleftarrow{f}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \overleftarrow{a}_k x^k. \quad (21)$$

В [6] показано, что для симметричных циклов нечетные коэффициенты рядов (21) совпадают, а четные коэффициенты равны по модулю, но имеют разные знаки. Исходя из этого, симметричный цикл гистерезиса будет описываться степенным рядом следующего вида:

$$\overleftrightarrow{f}(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \overleftrightarrow{a}_{2k} \operatorname{sign} \frac{dx(t)}{dt} x^{2k} + a_{2k+1} x^{2k+1} \right\}. \quad (22)$$

Соответственно, при воздействии на гистерезисную нелинейность входным сигналом $x(t)$ во временной области ее отклик будет описываться следующим уравнением:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \overleftrightarrow{a}_{2k} \overleftrightarrow{x}^{2k}(t) + a_{2k+1} x^{2k+1}(t) \right\}, \quad (23)$$

где $\overleftrightarrow{x}^{2k}(t) = x^{2k}(t) \operatorname{sign} \frac{dx(t)}{dt}$.

Воспользовавшись преобразованием Фурье $\overleftrightarrow{x}^{2k}(t) \Leftrightarrow \overleftrightarrow{X}^{(2k)}(j\omega)$, $x^{2k+1}(t) \Leftrightarrow X^{(2k+1)}(j\omega)$, перейдем из временной в частотную область:

$$Y(j\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \overleftrightarrow{a}_{2k} \overleftrightarrow{X}^{(2k)}(j\omega) + a_{2k+1} X^{(2k+1)}(j\omega) \right\}. \quad (23a)$$

Таким образом, получили описание симметричного статического нелинейного элемента с бесконечной памятью в динамике. В принципе, уравнения (23), (23a) могут быть использованы для оценки параметров объектов этого класса, однако это целесообразно, так как данная задача решается рядом более простых традиционных методов.

2.2. Оценка параметров динамического нелинейного элемента с бесконечной памятью. Обобщим статический степенный ряд с бесконечной

памятью (23а) на нелинейные динамические объекты. Для этого необходимо заменить статические коэффициенты этого ряда на комплексные функции частоты (комплексные коэффициенты передачи модели Гаммерштейна). В результате получим:

$$Y(j\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \overset{\leftrightarrow}{G}_{2k}(j\omega) \overset{\leftrightarrow}{X}^{(2k)}(j\omega) + \overset{\leftrightarrow}{G}_{2k+1}(j\omega) \overset{\leftrightarrow}{X}^{(2k+1)}(j\omega) \right\}. \quad (24)$$

Одномерный динамический ряд (24) может быть усечен и использован для оценки параметров нелинейных динамических объектов с бесконечной памятью. Формально процедура идентификации динамических коэффициентов этого ряда сводится к решению соответствующих систем линейных уравнений и практически полностью повторяет процедуру, описанную в п. 1.3. Отличие состоит только в ряде ограничений, накладываемых на группу входных воздействий: эти воздействия должны давать один и тот же симметричный цикл гистерезиса и иметь различную форму участков подъема и спада или же иметь различную основную частоту.

Все отмеченные в п. 1.3 недостатки неортогональных методов идентификации обычных моделей характерны и для аналогичных неортогональных методов идентификации параметров моделей Гаммерштейна с выходными гистерезисными нелинейностями. Ослабить проблему плохой обусловленности задачи и проблему остаточного члена ряда удастся путем частичной ортогонализации алгоритмов идентификации.

2.3. Частичная ортогонализация алгоритмов. Для ортогонализации алгоритма идентификации воспользуемся рядом Чебышева, оптимальным для входного синусоидального воздействия единичной амплитуды. Ряд Чебышева с бесконечной памятью будет выглядеть следующим образом:

$$Y(j\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} \left\{ \overset{\leftrightarrow}{T}G_{2k}(j\omega) \overset{\leftrightarrow}{T}_{2k}(X(j\omega)) + \overset{\leftrightarrow}{T}G_{2k+1}(j\omega) \overset{\leftrightarrow}{T}_{2k+1}(X(j\omega)) \right\}. \quad (25)$$

При возбуждении модели Гаммерштейна—Чебышева с бесконечной памятью синусоидальным сигналом $x(t) = \cos \omega t$ отклики на выходах нелинейных элементов будут описываться следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \overset{\leftrightarrow}{T}_{2k}(x(t)) &= \text{sign}(\sin \omega t) \cos(2k\omega t); \\ \overset{\leftrightarrow}{T}_{2k+1}(x(t)) &= \cos((2k+1)\omega t). \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Пользуясь сравнительно простотой откликов (26), на синусоидальных воздействиях частот

$\omega, \frac{\omega}{3}, \frac{\omega}{5}, \frac{\omega}{7}, \dots, \frac{\omega}{2k-1}$ можно построить процедуру идентификации, позволяющую определять комплексные динамические коэффициенты ряда (25) для частоты ω . При этом процедура идентификации сводится к решению системы линейных уравнений с сильно прореженной информационной матрицей:

$$\begin{bmatrix} \overset{\leftrightarrow}{j}c_{01} & 1 & \overset{\leftrightarrow}{j}c_{21} & 0 & \overset{\leftrightarrow}{j}c_{41} & 0 & \dots \\ \overset{\leftrightarrow}{j}c_{03} & 0 & \overset{\leftrightarrow}{j}c_{23} & 1 & \overset{\leftrightarrow}{j}c_{43} & 0 & \dots \\ \overset{\leftrightarrow}{j}c_{05} & 0 & \overset{\leftrightarrow}{j}c_{25} & 0 & \overset{\leftrightarrow}{j}c_{45} & 1 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \overset{\leftrightarrow}{T}G_0(j\omega) \\ \overset{\leftrightarrow}{T}G_1(j\omega) \\ \overset{\leftrightarrow}{T}G_2(j\omega) \\ \overset{\leftrightarrow}{T}G_3(j\omega) \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1(j\omega) \\ Y_2(j\omega) \\ Y_3(j\omega) \\ Y_4(j\omega) \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad (26)$$

где $Y_k(j\omega)$ — отклик исследуемого объекта на частоте ω при его возбуждении сигналом с частотой $\frac{\omega}{2k-1}$; $\overset{\leftrightarrow}{c}_{2k,2i-1}$ — проекция отклика полинома Чебышева $\overset{\leftrightarrow}{T}_{2k}$ на частоту $(2i-1)\omega$ или

$$\overset{\leftrightarrow}{c}_{2k,2i-1} = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \text{sign}(\sin \omega t) \cos(2k\omega t) \sin((2i-1)\omega t) dt. \quad (27)$$

Система линейных уравнений (26) хорошо обусловлена, так как ее информационная матрица существенно прорежена, и ее члены могут быть вычислены с высокой точностью с помощью (27). Кроме того, энергия ее значимых членов сосредоточена вблизи диагонали [коэффициенты $\overset{\leftrightarrow}{c}_{2k,2i-1}$ убывают пропорционально $(2k-2i+1)$]. Более быстрое убывание энергии членов информационной матрицы [пропорционально $(2k-2i+1)^2$] может быть получено путем использования ортогональных корреляционных алгоритмов [4, 5].

В связи с вышеизложенным для моделей Гаммерштейна—Чебышева различных порядков могут быть заранее построены достаточно точные обратные матрицы. Причем, обращение матриц различного порядка может быть осуществлено всего один раз с учетом минимизации погрешности от остаточного члена ряда Гаммерштейна—Че-

бышева с бесконечной памятью. Все это позволяет надеяться на то, что точность моделей, полученных описанным выше алгоритмом с неполной ортогонализацией, будет сопоставима с точностью полностью ортогональных алгоритмов п. 1.4.

После того как динамические коэффициенты конечной модели Гаммерштейна—Чебышева найдены, возврат к классической модели Гаммерштейна осуществляется через преобразования вида (8) с учетом обозначений для рядов с бесконечной памятью.

Кроме того, следует отметить, что на синусоидальных входных сигналах единичной амплитуды могут быть найдены только параметры одного симметричного цикла динамического гистерезиса. Однако, пользуясь моделью, увязывающей параметры одного цикла с семейством симметричных циклов [4, 7], можно перейти к более общей гистерезисной модели Гаммерштейна, описывающей исследуемый объект на сигналах с различными амплитудами.

Заключение. Приведенные в статье одномерные динамические ряды позволяют строить быстрые процедуры идентификации параметров нелинейных динамических объектов с конечной и бесконечной памятью. В основном они рассчитаны на синтез моделей Гаммерштейна, однако при необходимости может быть осуществлен переход к параметрам эквивалентных моделей Винера. Ортогональность и одномерность рассмотренного класса алгоритмов позволяют решать задачи за несколько секунд машинного времени и строить модели, учитывающие десятки членов динамического степенного ряда. На решение той же

задачи через прямое вычисление многомерных ядер Вольтерра того же порядка требуются миллиарды лет машинного времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мармарелис П., Мармарелис В. Анализ физиологических систем (метод белого шума). — М.: Мир, 1981.
2. Музыкин С.Н., Родионова Ю.М. Моделирование динамических систем. — Ярославль: Верхневолжское книжное изд-во, 1984.
3. Weber E. Complex convolution applied to nonlinear problems. Presented at the Symp. of Nonlinear Circuit Analysis. — Polytechnic Inst. of Brooklyn, Apr. 25—27, 1956, pp. 151—163.
4. Иванов А.И. Ортогональная идентификация нелинейных динамических систем с конечной и бесконечной памятью при одном и нескольких входах/ НИКИРЭТ. Пенза, 1991. Деп. в ВИНТИ 10.04.91, № 1550—В91.
5. Иванов А.И. Ортогональная идентификация нелинейных динамических объектов / ЛЭТИ, Ленинград, 1987. Деп. в ВИНТИ 20.07.87, № 5268—В87.
6. Сверкунов Ю.Д. Идентификация и контроль качества нелинейных элементов радиоэлектронных систем (спектральные методы). — М.: Энергия, 1975.
7. Имитационное моделирование симметричных циклов гистерезиса / Дерябин И.П., Иванов А.И., Князев В.А., Тырлов А.С. Электричество, 1986, № 8.

[05.06.95]

Автор: Иванов Александр Иванович окончил в 1978 г. приборостроительный факультет Челябинского политехнического института. Кандидатскую диссертацию защитил в 1983 г. в Ленинградском электротехническом институте по теме «Метод измерения параметров нелинейных объектов, ориентированный на применение в измерительно-вычислительных комплексах». Старший научный сотрудник Пензенского научно-исследовательского электротехнического института.

Вниманию предприятий, организаций, НИИ, вузов стран СНГ и зарубежных фирм!

Журнал «Электричество» предоставляет свои страницы для

РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики

ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ о научных симпозиумах, конференциях, совещаниях, семинарах

ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира на русском и английском языках. Реклама в черно-белом изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: 103012 Москва, К—12, Б. Черкасский пер., 2/10 или 101000 Москва, Главпочтамт, абонементный ящик № 648. Телефоны для справок: 924-24-80, 928-88-69.

Модифицированный сигнальный адаптивный алгоритм управления динамическими объектами

БОРЦОВ Ю.А., ПОЛЯХОВ Н.Д., СОКОЛОВ П.В.

Рассматривается сигнальный алгоритм с интегрирующим звеном вместо релейного элемента, на основе которого ранее построены известные сигнальные алгоритмы. Проведенные исследования показывают эффективность предлагаемого алгоритма, и он рекомендуется для применения вместо релейных алгоритмов адаптации, имеющих ряд существенных недостатков.

Ключевые слова: электропривод, сигнальный адаптивный алгоритм, управление динамическими объектами, исследование

Известные адаптивные алгоритмы сигнального типа $z=h \operatorname{sign}(\mu)$ [1—3] (μ — вектор, компоненты которого — линейные комбинации; $h=\operatorname{const} t>0$, имеющие безусловную эффективность) отличаются из-за наличия релейного элемента особыми режимами: переключающим, скользящим или реальным скользящим. Как правило, в реальных системах скорости и ускорения выходных величин достигают предельно допустимых значений, что приводит к ускоренному износу оборудования. В статье рассматривается модифицированный адаптивный алгоритм сигнального типа без релейного элемента.

Пусть управляемый объект задан в виде

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(x, t)x + B(x, t)(g(t) + z(t)) + f(t); \\ y &= Cx; \quad x(t_0) = x_0; \quad \dot{x} = dx/dt, \end{aligned} \quad (1)$$

где $A(x, t)$, $B(x, t)$ — матрицы, элементы которых — ограниченные функции вектора $x \in R^n$; $t \in [t_0, \infty]$; $g(t)$ — m -мерный вектор программного управления ($m \leq n$); $z(t)$ — m -мерный вектор адаптивных сигналов; $f(t)$ — n -мерный вектор ограниченных возмущений; C — матрица измерений; y — p -мерный вектор выходных сигналов ($p \leq n$). Далее предполагается $C=1$, т. е. $y=x$.

Относительно решения $x(t)$ уравнения (1) вводится программная траектория $x_m(t)$, реализуемая эталонной моделью вида

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m g(t), \quad x_m(t_0) = x_{m0}, \quad (2)$$

где A_m , B_m — постоянные матрицы, выбором которых определяется вид траектории $x_m(t)$.

Вводя ошибку $e=x(t)-x_m(t)$, получаем из (1) и (2) уравнение ошибки

$$\dot{e} = A_m e + \sigma(t) + B(x, t)z(t), \quad (3)$$

где невязка $\sigma(t)=[A(x, t)-A_m]x(t)+[B(x, t)-B_m] \times g(t)+f(t)$.

Конкретной задачей адаптивного управления является устранение $\sigma(t)$ воздействием $B(x, t)z(t)$.

The paper considers a modification of a signal type adaptive algorithm with an integral element. Investigations carried out have confirmed the advantages and the efficiency of the algorithm proposed for the use instead of the known signal type algorithm with a relay element.

Key words: electric drive, signal type adaptive algorithm, dynamic plant control, investigation

является устранение $\sigma(t)$ воздействием $B(x, t)z(t)$.

Обозначим ошибку между невязкой и сигналом адаптации через ε :

$$\varepsilon = \sigma(t) + B(x, t)z(t) = \dot{e} - A_m e. \quad (4)$$

Для достижения поставленной задачи адаптивного управления необходимо сформировать вектор адаптивных воздействий $z(t)$ таким образом, чтобы в выражении (4) $\|\varepsilon\| \leq \varepsilon_0$, $t \rightarrow \infty$, где ε_0 — произвольно малая величина. Для этого предлагается следующий алгоритм в операторной форме ($p=d/dt$):

$$\begin{aligned} B(x, t)z(p) &= -\frac{1}{p} T\varepsilon = -\frac{1}{p} T(\sigma + B(x, t)z(t)) = \\ &= -T\varepsilon + \frac{1}{p} T A_m e, \end{aligned} \quad (5)$$

где $T=\operatorname{diag}(\tau_i^{-1})$, $i=\overline{1, n}$; τ_i — малая постоянная времени.

Тогда (3) с учетом (5) перепишем в виде

$$\begin{aligned} p\varepsilon &= A_m e + (1 - (pT^{-1} + 1)^{-1})\sigma(p) = \\ &= A_m e + (1 - D(p))\sigma(p), \end{aligned} \quad (6)$$

где $D(p)=\operatorname{diag}\left(\frac{1}{\tau_i p + 1}\right)$, $i=\overline{1, n}$.

Второе слагаемое (6) выражает разность между невязкой и фильтрованной невязкой. При выборе малоинерционных фильтров эту разность можно сделать достаточно малой. В результате алгоритм (5) обеспечивается

$$\varepsilon(p) = \sigma(p) - B(p)z(p) = pT^{-1}D(p)\sigma(p),$$

что, в частности, приводит к выполнению условия $\|\varepsilon\| \rightarrow 0$, $t \rightarrow \infty$ при $\|\sigma\| = \operatorname{const}$.

Проведем более общий анализ устойчивости процесса адаптации методом функций Ляпунова [4]. Продифференцируем (4) с учетом (5), тогда

Выбрав функцию Ляпунова $V = \frac{1}{2} \varepsilon^T \varepsilon$, найдем ее производную:

$$\dot{V} = \varepsilon^T \dot{\varepsilon} = \varepsilon^T \dot{\sigma} - T \varepsilon^T \varepsilon.$$

Реально $\dot{\sigma}$ ограничена, тогда, выбирая T из условия $\|\sigma\| < \|T\varepsilon\|$, обеспечиваем отрицательность \dot{V} , следовательно, процесс сходится к некоторому вектору ε^* , такому, что $\|\dot{\sigma}\| / \|\sigma\| = \|\varepsilon^*\|$. Выбором значения $\|T\|$ можно обеспечить второе из вышеназванных условий: $\|\varepsilon\| \leq \varepsilon_0$.

Рассмотрим пример (рис. 1). Дана исходная система

$$\dot{x}_1 = x_2;$$

$$\dot{x}_2 = -a_0 x_1 - a_1 x_2 + f + bz + bg,$$

где $a_0=100$, $a_1=14$, $b=100$, $f=b \sin(6,28t)$.

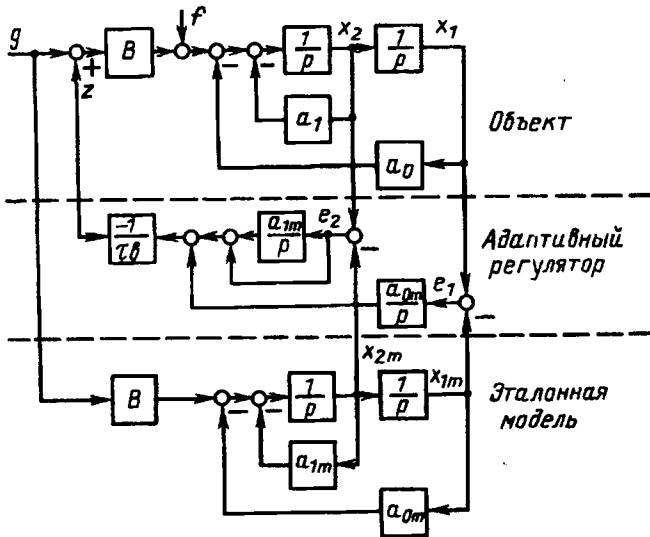


Рис. 1. Структурная схема адаптивной системы

Уравнения эталонной модели

$$\dot{x}_{1m} = x_{2m};$$

$$\dot{x}_{2m} = -a_{0m} x_{1m} - a_{1m} x_{2m} + bg,$$

где $a_{0m}=a_0$, $a_{1m}=a_1$.

Уравнения ошибки

$$\dot{e}_1 = e_2;$$

$$\dot{e}_2 = -a_{0m} e_1 - a_{1m} e_2 + \sigma + bz,$$

где $\sigma=f$.

В соответствии с (4) выбираем сигнал адаптации

$$z = \frac{1}{\tau b} e_2 + \frac{a_{0m}}{\tau b} \frac{e_1}{p} + \frac{a_{1m}}{\tau b} \frac{e_2}{p},$$

где $\tau=0,001$.

Результаты моделирования, приведенные на рис. 2, показывают практически полную ком-

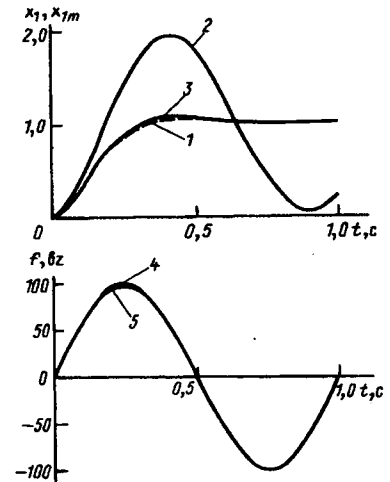


Рис. 2. Графики переходных процессов: 1 — выход модели (x_{1m}); 2 — выход возмущенной системы без адаптации (x_1); 3 — выход системы с адаптацией (x_1); 4 — возмущающее воздействие (f); 5 — сигнал адаптации ($-bz$)

пенсацию невязки f сигналом адаптации bz , что обеспечивает слежение системы за моделью.

Необходимо отметить, что незначительное изменение параметра b не оказывает существенного влияния на работу системы, так как постоянную времени τ всегда можно выбрать достаточно малой.

Дальнейшее развитие данного подхода состоит в построении системы со скалярным сигналом адаптации, что возможно за счет применения метода функций Ляпунова, и в использовании алгоритмов данного типа для задач идентификации (построения систем с настраиваемой моделью).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Путов В.В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. — Л.: Энергоатомиздат, 1984.
2. Борцов Ю.А. Разработка и перспективы широкого внедрения адаптивных электроприводов. — Электричество, 1990, № 7.
3. Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Путов В.В. Адаптивное автоматическое управление электромеханическими системами. — Электричество, 1982, № 7.
4. Меркин Д.Р. Внедрение в теорию устойчивости движения. — М.: Наука, 1971.

[30.11.95]

Авторы: Борцов Юрий Анатольевич в 1953 г. окончил Московский энергетический институт (МЭИ). В 1973 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Методы исследования динамики промышленных систем электропривода». Работает в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете (С.-ПбГЭТУ).

Поляхов Николай Дмитриевич в 1970 г. окончил Ленинградский электротехнический институт (ЛЭТИ). В 1987 г. в ЛЭТИ защитил докторскую диссертацию на тему «Теория, разработка и внедрение быстродействующих адаптивных электромеханических систем». Работает в С.-ПбГЭТУ.

Соколов Петр Владимирович в 1994 г. окончил С.-ПбГЭТУ. Аспирант этого университета, тема диссертации «Адаптивное управление электроприводами переменного тока».

Расчет электромагнитных процессов и анализ алгоритмов работы универсального трехфазного тиристорного модуля

ТУМАНОВ И.М., АСАБИН А.А., ЩЕТИНИН О.В., БЫЧКОВ Е.В., АЛТУНИН Б.Ю.

Предложены варианты алгоритмов перевода тиристорных модулей в различные стационарные режимы работы. Каждый алгоритм содержит ряд этапов, и на каждом из них обеспечиваются условия для естественной коммутации тиристорных ключей. Разработаны математические модели для исследования электромагнитных процессов и программный комплекс для машинного исследования тиристорных модулей.

Ключевые слова: электроснабжение, качество электроэнергии, тиристорные ключи, тиристорные модули, переключение, исследование

The paper considers versions of an algorithm for commutating thyristor moduls into different modes. Algorithms proposed contain several stages. At the each stage conditions for a natural commutation are provided. A mathematical model of electromagnetic processes and a software for numerical investigations of thyristor moduls with the help of a personal computer have been developed.

Investigations carried out make it possible to start a serial production of thyristor moduls which can be used in electrotechnical units with various functional purposes and to create power supply networks for various electroreceivers wich need a high quality electric energy.

Key words: power supply networks, quality of electric energy, thyristor switches, thyristor moduls, commutation, investigation

В последнее время все более широкое применение находят разработанные на базе использования мощных тиристорных ключей (ТК) трехфазные бесконтактные установки различного функционального назначения. В работах [1 и 3] авторами данной статьи описаны универсальные трехфазные тиристорные модули (ТМ) с 5-, 9- и 13-ю трехфазными уровнями напряжения на выходе. В [4] авторами очерчен довольно широкий круг задач в электроэнергетике, для решения которых целесообразно использовать разработанный ТМ. Последовательное соединение двух или более модулей обеспечивает весьма широкий диапазон регулирования напряжения на нагрузке с большим количеством промежуточных трехфазных уровней [4].

Главным недостатком трехфазных ТМ, сдерживающим их широкое применение, является возможность возникновения коммутационных экстра-токов и перенапряжений в динамических режимах работы [1, 2]. В связи с этим возникает задача поиска близких к оптимальным алгоритмов перевода ТМ в различные режимы работы без перегрузок элементов регулирующего органа по току и напряжению. В [4] авторами предложена методика поиска многоэтапных алгоритмов перевода ТМ в различные стационарные режимы работы. В соответствии с этой методикой в качестве примера определим несколько вариантов алгоритма перевода ТМ с 9-ю трехфазными уровнями напряжения на выходе из стационарного режима «добавить 2» в режим «добавить 1» [1]. Для этого в более наглядной и доступной форме изобразим схмотехническое исполнение регулирующего органа (рис. 1).

В исходном режиме работы «вольтодобавка 2» включены ТК 2, 4, 6, 13, 14 (рис. 1), а в режиме «вольтодобавка 1» должны быть включены ТК 18 и выключены ТК 2 (ТК 2, 4, 6, 13, 14 → ТК

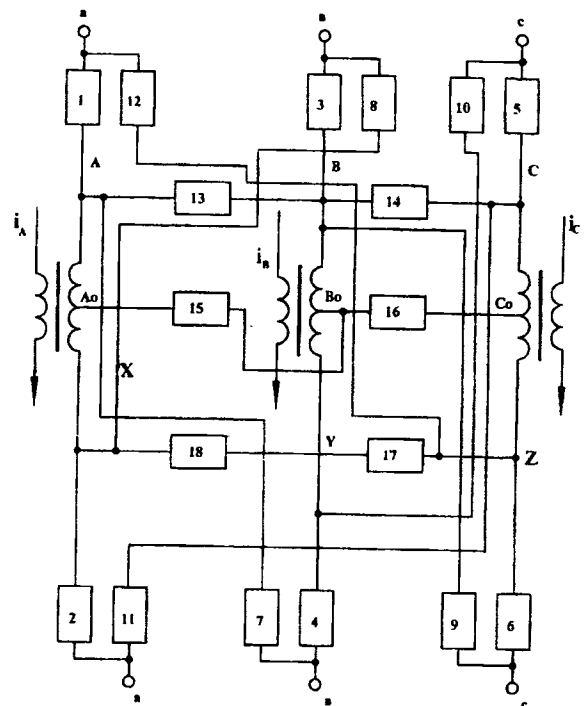


Рис. 1. Схема соединений первичной обмотки ВТ и ТК тиристорного модуля

7, 9, 11, 17, 18. При этом в процессе переключения происходит полная смена ТК. Исследования показали [4], что для таких динамических режимов работы алгоритм переключения (коммутации) должен содержать не менее трех этапов.

В табл. 1 рассмотрены предложенные авторами 16 вариантов данного алгоритм перевода ТМ из режима «добавить 2» в режим «добавить 1». Все варианты алгоритма содержат три этапа.

Например, на первом этапе четвертого варианта алгоритма (см. табл. 1) происходит включение ТК 18 и выключение ТК 2 (ТК 2, 4, 6, 13, 14 → ТК

Таблица 1

Варианты алгоритма перевода ТМ

| Порядковый номер варианта | Номера включенных ТК | | | |
|---------------------------|--------------------------|---------------------|---------------------|--------------------------|
| | в исходном режиме работы | после первого этапа | после второго этапа | в конечном режиме работы |
| 1 | 2,4,6,13,14 | 4,6,13,14,18 | 7,9,14,17,18 | 7,9,11,17,18 |
| 2 | То же | То же | 9,11,13,17,18 | То же |
| 3 | — | — | 7,11,13,17,18 | — |
| 4 | — | — | 7,11,14,17,18 | — |
| 5 | — | 2,6,13,14,18 | 7,9,14,17,18 | — |
| 6 | — | То же | 9,11,13,17,18 | — |
| 7 | — | — | 7,11,13,17,18 | — |
| 8 | — | — | 7,11,14,17,18 | — |
| 9 | — | 2,4,13,14,17 | 7,9,14,17,18 | — |
| 10 | — | То же | 9,11,13,17,18 | — |
| 11 | — | — | 7,11,13,17,18 | — |
| 12 | — | — | 7,11,14,17,18 | — |
| 13 | — | 2,6,13,14,17 | 7,9,14,17,18 | — |
| 14 | — | То же | 9,11,13,17,18 | — |
| 15 | — | — | 7,11,13,17,18 | — |
| 16 | — | — | 7,11,14,17,18 | — |

4, 6, 13, 14, 18); на втором этапе — выключение ТК 4, 6 и 13 и включение ТК 7, 11, 17 (ТК 4, 6, 13, 14, 18 → ТК 7, 11, 14, 17, 18). Наконец, на третьем этапе включается ТК 9 и выключается ТК 14 (ТК 7, 11, 14, 17, 18 → ТК 7, 9, 11, 17, 18). После выполнения первого этапа алгоритма переключения вспомогательный трансформатор (ВТ) тиристорный модуль переходит в неполнофазный режим работы с неравномерной нагрузкой стержней магнитопровода по магнитному потоку. Стержень фазы *C* загружен на 2/3, а стержни фаз *A* и *B* на 1/3 магнитного потока в стержнях при полнофазном режиме работы. Вспомогательный трансформатор ТМ в этом режиме может находиться сколь угодно долго. Это справедливо также для моментов времени после наступления второго этапа алгоритма переключения. Но в этом случае стержень ВТ фазы *A* загружен на 2/3, а два других — на 1/3 магнитного потока в полнофазном режиме работы.

Анализ различных этапов алгоритма переключения показывает, что определяющим этапом алгоритма является второй. Именно на втором этапе необходимо обеспечить условия для естественной коммутации одновременно в двух коммутируемых цепях (в цепи ТК 13 и в цепи ТК 4, 6). Поэтому исследование алгоритма переключения следует начинать с определения коммутируемых токов и напряжений для второго этапа различных вариантов данного алгоритма. С этой целью на рис. 2 показана упрощенная схема соединения фаз первичной обмотки ВТ, которая соответствует второму этапу первого варианта алгоритма (табл. 1). На втором этапе первого варианта предлагается включить ТК

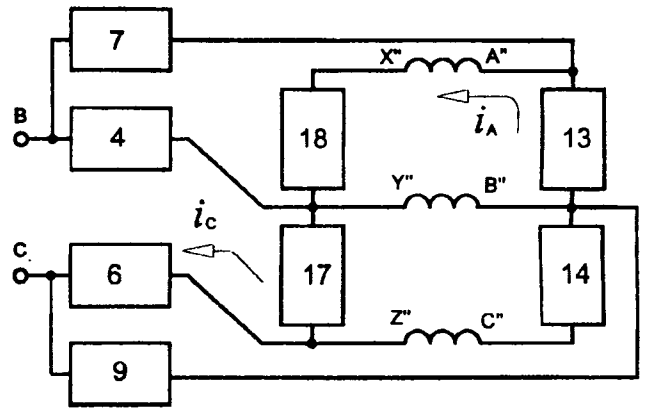


Рис. 2. Схема соединения обмоток ВТ

7, 9, 17 и выключить ТК 4, 6, 13. В исходном режиме (после первого этапа алгоритма) по ТК 13 протекал ток фазы *A* вспомогательного трансформатора. При включении ТК 7, 9 создается короткозамкнутый контур с напряжением U_{CB} . Аналогично, по ТК 4, 6 протекал ток фазы *C*. При включении ТК 17 получаем короткозамкнутый контур с напряжением U_{BC} .

По аналогичной методике установлены коммутируемые токи и напряжения для выключенных на втором этапе ТК всех 16-и вариантов перевода ТМ из режима «добавить 2» в режим «добавить 1» (табл. 1). Векторные диаграммы коммутируемых токов и напряжений для этих вариантов приведены на рис. 3. Одним штрихом на диаграммах помечены векторы токов и напряжений для первой коммутируемой цепи с одним выключаемым ТК, а двумя штрихами — для второй цепи, в составе которой находятся два выключаемых ТК (ТК 4 и 6 согласно рис. 2). Анализ рис. 3 позволяет сделать вывод, что для многих вариантов, например для 1-, 4-, 5-, 8-, 9-, 10-, 13-го обеспечиваются условия естественной коммутации ТК одновременно для первой и второй коммутируемых цепей. При этом зона естественной коммутации для вышеуказанных вариантов достаточно широкая и непрерывная — для всего диапазона изменения характера нагрузки от индуктивной до емкостной ($-\pi/2 \leq \varphi_n \leq \pi/2$). Для других вариантов эта зона не является непрерывной. В связи с ограниченным объемом материалов статьи в качестве примера приводятся только зоны естественной коммутации для трех этапов соответственно 4-, 5-, 9- и 10-го вариантов (табл. 1) алгоритма перевода ТМ из режима «добавка 2» в режим «добавка 1», полученные по методике, изложенной в [4]. Зоны естественной коммутации других вариантов (табл. 1) здесь не представлены.

С целью проверки теоретических результатов некоторые из которых приведены на рис. 4–7, авторами разработана математическая модель для исследования электромагнитных процессов в трехфазных тиристорных установках аналогичного назначения [1]:

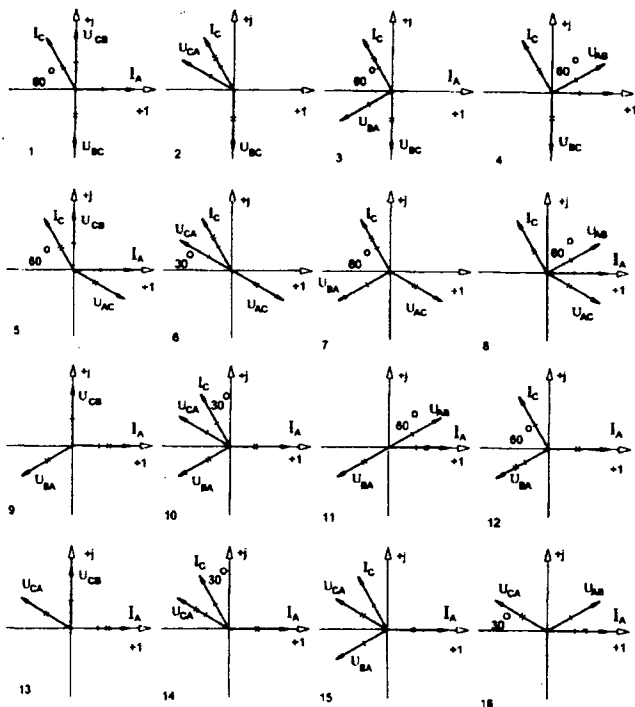


Рис. 3. Векторные диаграммы коммутируемых токов и напряжений

$$\left. \begin{aligned} r^k \dot{i}^k + S_{\psi} p(\dot{i}^k) &= e^k - u_C^k; \\ P(u_C^k) &= x_C^k \dot{i}_C^k; \\ p(\Phi^k) &= S_{\Phi}^k p(u_C^k), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где \dot{i}^k , e^k , u_C^k , \dot{i}_C^k — столбцовые матрицы соответственно контурных токов, ЭДС контуров, контурных напряжений на емкостях контуров и токов контуров, содержащих емкости; r^k , x_C^k , S_{ψ}^k , S_{Φ}^k — квадратные и прямоугольные матрицы соответственно активных сопротивлений контуров, реактивных сопротивлений емкостей контуров, частных производных потокосцеплений контуров от токов этих контуров и частных производных потоков магнитных контуров от токов всех электрических контуров.

Таким образом, три матричных уравнения системы (1) представляют собой три системы обыкновенных дифференциальных уравнений, интегральные кривые которых являются искомым решением. Эта система уравнений представляет собой математическую модель статических нелинейных устройств, содержащих ферромагнитные элементы и полупроводниковые ключи. Она является общей для всех устройств аналогичного назначения, в том числе и для рассматриваемых ТМ. Структура регулирующего органа ТМ изменяется при включении в какой-либо момент времени одного или нескольких полупроводниковых ключей, а также при выключении ранее работающих ключей или хотя бы одного ключа. При этом будет меняться контурная матрица и ее составные блоки-подматрицы. Последние являются сомножителями при получении

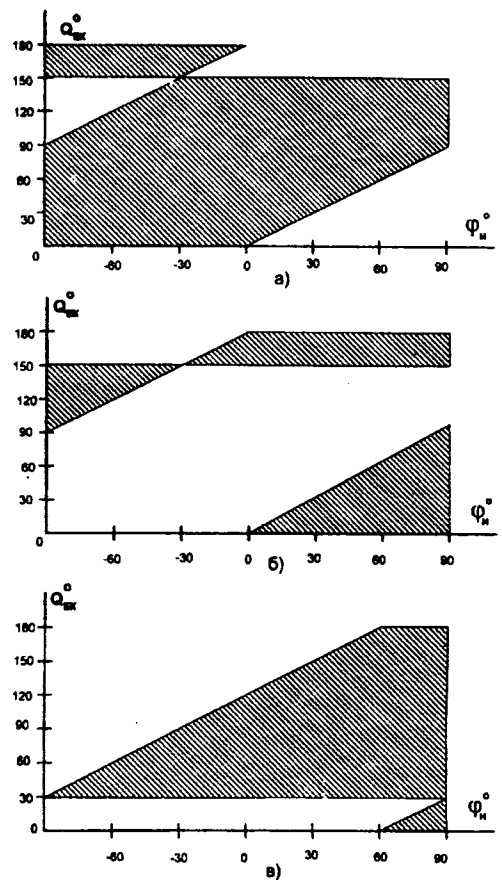


Рис. 4. Зоны коммутации ТК при переключении установки согласно варианту 4 режима 7: а — этап 1; б — этап 2; в — этап 3

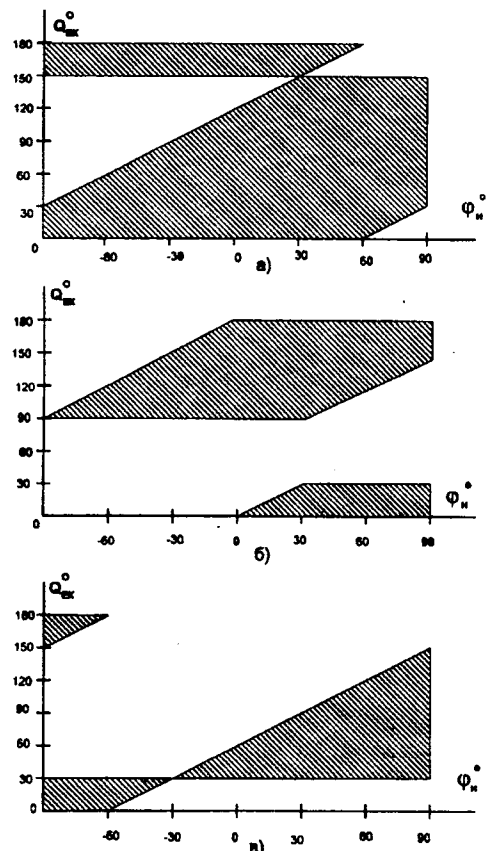


Рис. 5. Зоны коммутации ТК при переключении установки согласно варианту 5: а — этап 1; б — этап 2; в — этап 3

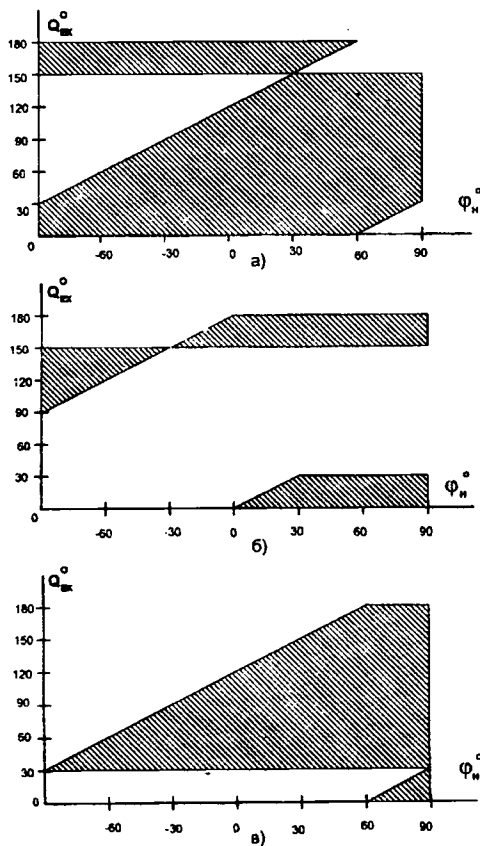


Рис. 6. Зоны коммутации ТК при переключении установки согласно варианту 8: а — этап 1; б — этап 2; в — этап 3

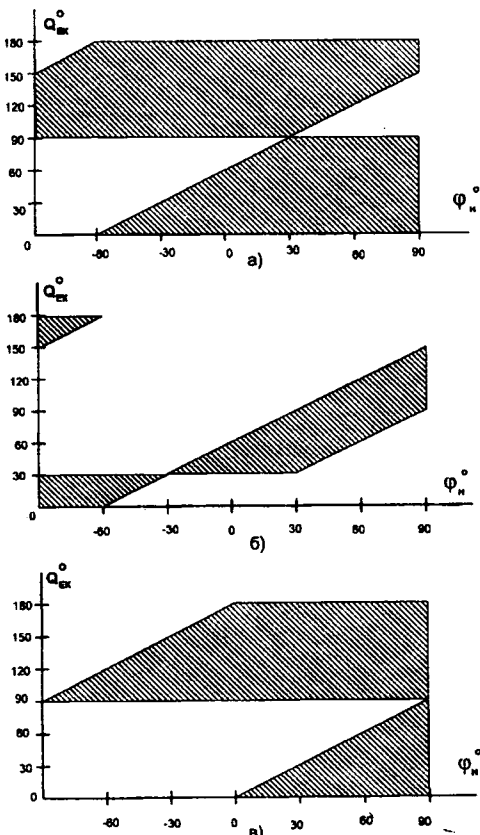


Рис. 7. Зоны коммутации ТК при переключении установки согласно варианту 10: а — этап 1; б — этап 2; в — этап 3

указанных выше матриц системы (1). Для определения момента изменения контурной матрицы необходимо программно следить за неизменным состоянием ветвей электрической цепи.

На базе математической модели в [2] разработан программный комплекс для расчета электромагнитных процессов в ТМ на ПЭВМ. С помощью программного комплекса выполнен машинный эксперимент по расчету электромагнитных процессов в динамических режимах работы. Результаты машинного эксперимента подтвердили теоретические данные о зонах естественной коммутации выключаемых на разных этапах алгоритма ТК, которые показаны на рис. 4—7. Машинный эксперимент внес также некоторые коррективы по моментам начала этапов алгоритмов, в частности вторых этапов.

В качестве примера на рис. 8 и 9 представлены расчетные кривые токов и напряжений на выключаемых в исследуемом динамическом режиме ТК 2, 4, 6, 13, 14 согласно варианту 5 алгоритма. Данные рис. 8 и 9 соответствуют двум предельным значениям характера нагрузки ($\varphi_n = 90^\circ$ — рис. 8 и $\varphi_n = -90^\circ$ — рис. 9). Оба рисунка позволяют проследить моменты организации всех трех этапов пятого варианта алгоритма и сравнить их с разрешенными зонами естественной коммутации ТК, которые представлены на рис. 5.

Например, по рис. 8, в и г можно определить моменты времени выключения ТК 4 (первый этап алгоритма), который составляет 100° и попадает в зону естественной коммутации, приведенную на рис. 5, а. Аналогично, на рис. 8, а и б, на рис. 8, д и е, на рис. 8, ж и з, видно практически одновременное выключение соответственно ТК 2, ТК 6 и ТК 13. Время выключения равно 160° (второй этап алгоритма) и попадает в зону естественной коммутации, которая показана на рис. 5, б. Наконец, по рис. 8, и и к можно определить момент времени выключения ТК 14 (третий этап алгоритма), который составляет более 210° и попадает в зону естественной коммутации, приведенную на рис. 5, в. Время реализации алгоритма перевода составило 110° .

Аналогично, на рис. 9, а—к можно определить момент времени выключения ТК 4 (первый этап) ТК 2, 6, 13 (второй этап) и ТК 14 (третий этап алгоритма). Эти моменты времени равны соответственно 15° , 90° и 195° , что также подтверждает правильность теоретических результатов, которые показаны на рис. 5. Время реализации алгоритма перевода при емкостной нагрузке увеличилось и составило 180° .

Анализ рис. 8 и 9 позволяет сделать вывод о быстром выключении всех ТК, которые должны быть включены при переводе ТМ из одного стационарного режима работы в другой. Время выключения ТК составляет менее 1° . Перегрузка ТК и других элементов регулирующего органа

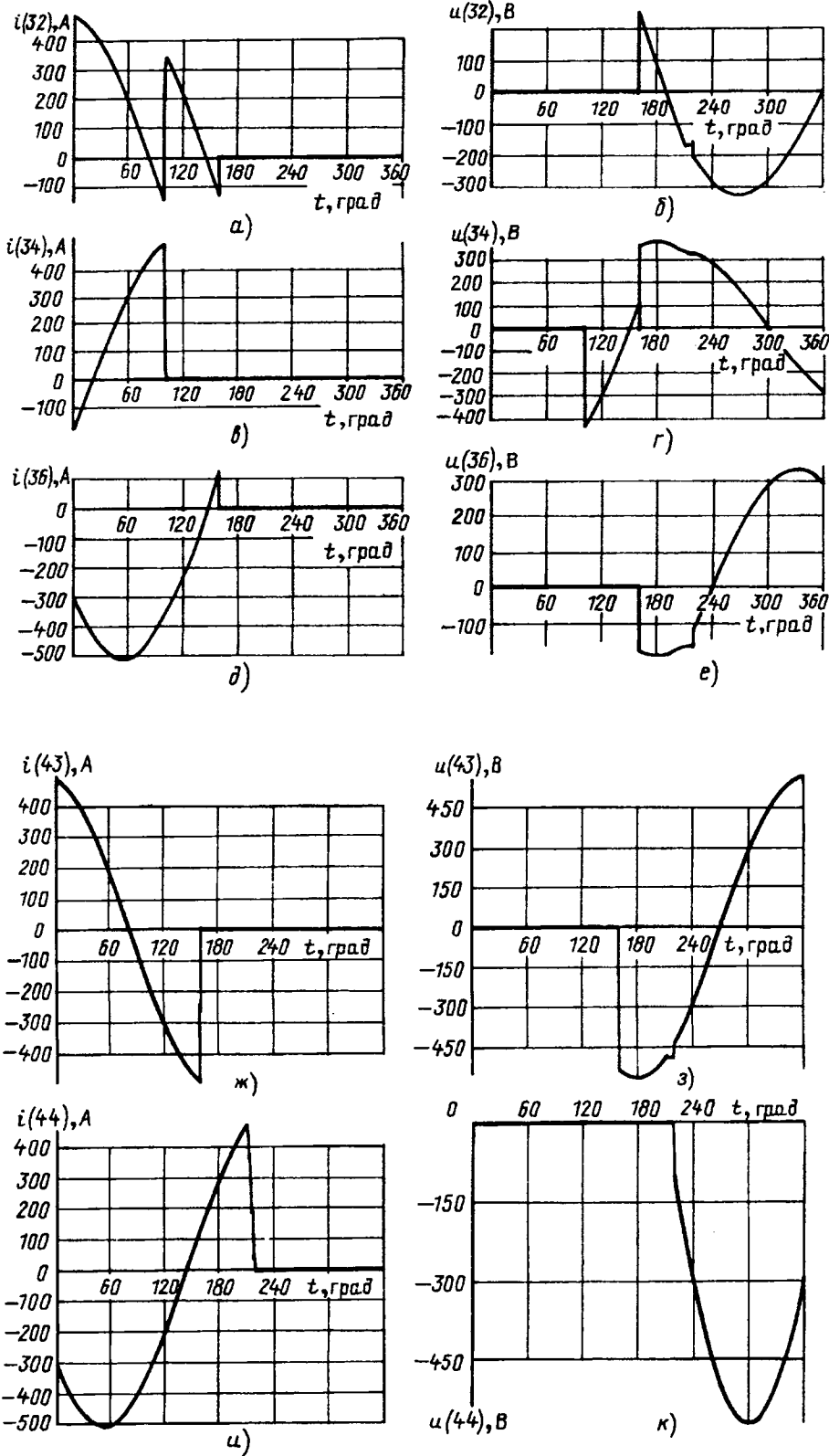


Рис. 8. Расчетные кривые токов и напряжений ($\varphi_H = 90^\circ$)

по току и напряжению полностью отсутствует. Это связано с тем, что выключаемым ТК обеспечены условия естественной коммутации. Машинный эксперимент показал также, что если коммутация происходит в зоне перегрузки экс-

трактоками, где хотя бы одному ТК не обеспечены условия естественной коммутации, то наблюдается весьма существенная перегрузка ТК и других элементов регулирующего органа ТМ экстрактоками с амплитудным значением около 70 кА и длительностью до 0,02 с. При этом действующее значение номинального тока в стационарных режимах работы составляет всего 350 А (рис. 8).

Машинный эксперимент позволил установить эффект неодновременного выключения двух выключаемых ТК во второй коммутируемой цепи. Это имеет место на втором этапе перевода алгоритма перевода ТМ, когда в одной из двух коммутируемых цепей выключается сразу два ТК (рис. 3). Отмечено, что после выключения первого ТК разрывается цепь экстрактока, а второй ТК выключается уже под действием тока короткого замыкания ВТ, который на порядок меньше экстрактока. При этом возможно два варианта коммутации ТК.

Первый вариант — это быстрое выключение второго ТК вслед за первым, если ток короткого замыкания в момент коммутации имеет противоположное направление по сравнению с током нагрузки второго ТК на момент начала второго этапа алгоритма. В данном случае коммутационный процесс идет без каких-либо отклонений от теоретических данных (рис. 4—7) и перегрузка элементов регулирующего органа ТК полностью отсутствует.

В том случае, если направление тока короткого замыкания в момент коммутации

второго ТК совпадает с направлением тока его нагрузки, то коммутационный процесс идет по второму варианту, отличному от полученных теоретических данных. При этом наблюдается примерно пятикратная токовая перегрузка второго ТК длитель-

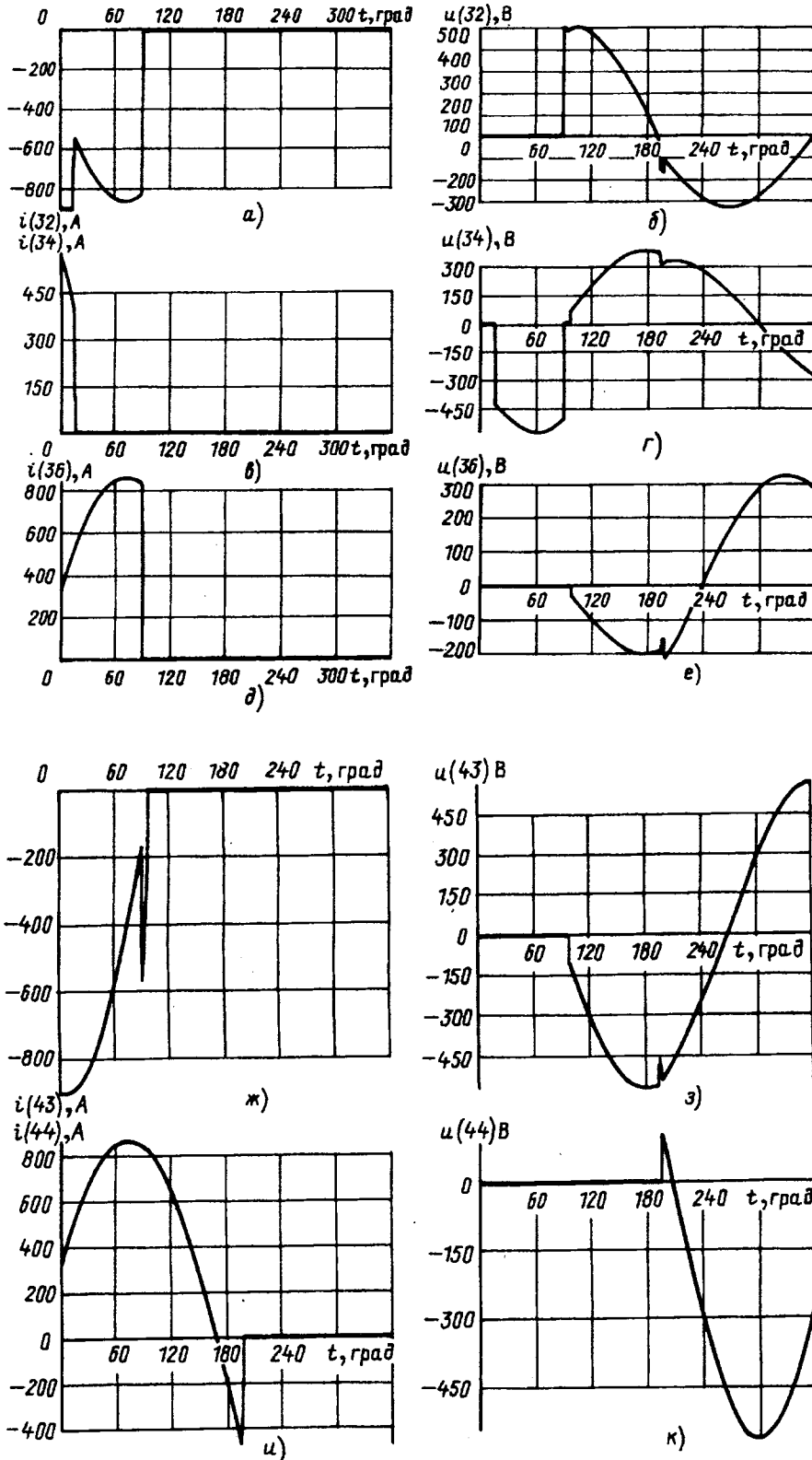


Рис. 8. Расчетные кривые токов и напряжений ($\varphi_H = -90^\circ$)

ностью до 180° . Кроме того, смещается зона естественной коммутации ТК, который выключается на третьем этапе алгоритма. Если не учесть этого, то выключаемый на третьем этапе ТК ключ может перегружаться экстратоком амплитудой до 70 кА, что

недопустимо.

При проведении машинного эксперимента были исследованы все возможные отключения электромагнитных процессов от оптимальных. Путем изменения момента начала второго этапа алгоритма в пределах довольно широкой зоны естественной коммутации ТК (а в некоторых случаях и за пределами этой зоны) найдены уточненные алгоритмы перевода ТМ, которые обеспечивают отсутствие каких-либо перегрузок элементов регулирующего органа.

Полученные теоретические данные и результаты машинного эксперимента позволяют правильно построить микропроцессорную систему управления (МПСУ) тиристорным модулем. С помощью МПСУ можно учесть характер нагрузки ТМ и осуществить перевод установки из одного стационарного режима работы в другой в соответствии с разработанными алгоритмами и их вариантами. В качестве примера в табл. 2 приведены рекомендуемые углы коммутации по данным рис. 4 и машинного эксперимента для перевода ТМ из режима «добавить 2» в режим «добавить 1» при изменении характера нагрузки в диапазоне $-90^\circ \leq \varphi_H \leq 90^\circ$. При обеспечении с помощью МПСУ углов коммутации (Q_k), рекомендованных в табл. 2, для выключаемых ТК обеспечиваются условия естественной коммутации и перегрузка элементов регулирующего органа ТМ отсутствует.

В табл. 2 приведены данные только пяти вариантов алгоритма перевода установки из режима «добавить 2» в режим «добавить 1». Как было отмечено

выше, полное их количество составляет 16 (табл. 1). Использование вышеуказанных алгоритмов позволяет с помощью МПСУ в зависимости от момента поступления команды T_k на смену стационарного режима работы ТМ и текущего времени

Таблица 2

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

Перевод ТМ из режима «добавить 2»
в режим «добавить 1»

| Угол коммутации ТК Q_k , град. | | Пределы изменения угла нагрузки φ_H , град. | | | | | |
|-------------------------------------|--------|---|----------------|----------------|-------|-------------------------|------------------------|
| | | 60+90 | 30+60 | 0+30 | -30+0 | -60÷-30 | -90÷-60 |
| Вариант 4 | этап 1 | φ_H+15 | 90 | 90 | 90 | 90 | 60 |
| | этап 2 | 150 | 150 | 150 | 150 | $\varphi_H+15 \leq 145$ | φ_H+15 |
| | этап 3 | 30 | 30 | 30 | 30 | 30 | 30 |
| Вариант 5 | этап 1 | φ_H+15 | φ_H+15 | φ_H+15 | 30 | 30 | 15 |
| | этап 2 | φ_H+75 | φ_H+75 | 90 | 90 | 90 | 90 |
| | этап 3 | 30 | 30 | 30 | 30 | $\varphi_H+75 \leq 25$ | $\varphi_H+75 \leq 25$ |
| Вариант 8 | этап 1 | 90 | 90 | 90 | 60 | 45 | 15 |
| | этап 2 | 150 | 150 | 150 | 140 | $\varphi_H+15 \leq 140$ | φ_H+15 |
| | этап 3 | 30 | 30 | 30 | 30 | 30 | 30 |
| Вариант 9 | этап 1 | 30 | 30 | 30 | 0 | 150 | 120 |
| | этап 2 | 90 | 90 | 90 | 90 | 90 | 90 |
| | этап 3 | 30 | 30 | 30 | 30 | $\varphi_H+65 \leq 30$ | 0 |
| Вариант 10 | этап 1 | φ_H-15 | φ_H-15 | 0 | 0 | φ_H+45 | φ_H+45 |
| | этап 2 | φ_H+15 | φ_H+15 | 30 | 30 | $\varphi_H+75 \leq 25$ | φ_H+75 |
| | этап 3 | φ_H+60 | φ_H+60 | 90 | 90 | 90 | 90 |

выбирать наиболее эффективный по времени реализации вариант алгоритма. Например, при чисто емкостной нагрузке ($\varphi_H = -90^\circ$), что характерно при использовании ТМ в качестве возбудителя асинхронного генератора [4], выбор вариантов алгоритма в соответствии с данными табл. 2 происходит следующим образом:

если $T_k \leq 15^\circ$ или $T_k > 135^\circ$, то меньшее время реализации дают варианты 5 или 8 алгоритма;

если $30^\circ < T_k \leq 60^\circ$, то МПСУ должна выбирать вариант 4 алгоритма;

если $60^\circ < T_k \leq 120^\circ$, то МПСУ должна выбирать вариант 9 алгоритма;

если $120^\circ < T_k \leq 135^\circ$, то МПСУ должна выбирать вариант 10 алгоритма перевода.

В соответствии с изложенной в данной статье методикой авторами разработаны, исследованы и предложены все возможные варианты 2- и 3-этапных алгоритмов перевода ТМ в различные стационарные режимы работы. Перегрузки элементов регулирующего органа ТМ при этом по току и напряжению отсутствуют.

Выводы. Материалы данной работы и проведенные авторами исследования позволяют:

приступить к организации серийного производства трехфазных тиристорных модулей с широкими функциональными возможностями для повышения качества электроэнергии в сетях 0,4–35 кВ;

на базе разработанных трехфазных тиристорных модулей, особенно при их последовательном соединении, создавать альтернативные существующим схемы электропитания различных электроприемников, требующих высокого качества электроэнергии.

1. Туманов И.М., Евстигнеева Т.А. Тиристорные установки для повышения качества электроэнергии. — М.: Энергоатомиздат, 1994.

2. Туманов И.М., Бычков Е.В. Расчет преобразовательных устройств на ПЭВМ в стационарных и переходных режимах работы (Учебное пособие). — Н. Новгород: НГТУ, 1993.

3. Туманов И.М., Алтунии Б.Ю. Тиристорные и тиристорно-контактные установки для стабилизации и регулирования параметров электроэнергии. (Учебное пособие). — Н. Новгород: НГТУ, 1993.

4. Универсальный трехфазный тиристорный модуль для централизованного повышения качества электроэнергии / И.М. Туманов, Е.В. Бычков, А.А. Асабин, О.В. Щетинин, Электричество, 1996, № 2.

[10.10.95]

Авторы: Туманов Иван Михайлович окончил Горьковский политехнический институт (ГПИ) по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». В 1991 г. в Московском энергетическом институте защитил докторскую диссертацию на тему «Бесконтактные установки

для повышения качества электроэнергии». Заведующий кафедрой «Теоретические основы электротехники» Нижегородского государственного технического университета (НГТУ).

Асабин Анатолий Александрович в 1974 г. окончил ГПИ по специальности «Электрические машины». В 1985 г. в ГПИ защитил кандидатскую диссертацию на тему «Тиристорные переключательные устройства преобразовательных трансформаторов электролизных установок». Доцент кафедры «Теоретические основы электротехники» НГТУ.

Щетинин Олег Викторович окончил ГПИ по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». В 1994 г. в НГТУ защитил кандидатскую диссертацию на тему «Система возбуждения и стабилизации напряжения автономного асинхронного генератора». Доцент кафедры «Теоретические основы электротехники» НГТУ.

Бычков Евгений Викторович в 1981 г. окончил ГПИ по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». В 1991 г. в НГТУ защитил кандидатскую диссертацию на тему «Цифровое моделирование регулируемых вентильных преобразовательных устройств сложной структуры». Доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» НГТУ.

Алтунии Борис Юрьевич в 1962 г. окончил Уральский политехнический институт по специальности «Электрические машины и аппараты». В 1972 г. в ГПИ защитил кандидатскую диссертацию на тему: «Разработка и исследование трансформаторно-тиристорных регуляторов напряжения с разделением регулируемой и нерегулируемой мощностей». Доцент кафедры «Теоретические основы электротехники» НГТУ.

Улучшение качества энергопотребления полупроводниковыми преобразователями с ШИМ*

ИЗОСИМОВ Д.Б., РЫВКИН С.Е.

Анализируются возможности повышения качества энергопотребления ключевыми преобразователями с ШИМ за счет изменения алгоритмов управления при сохранении их силовой части. Предлагаемые алгоритмы широтно-импульсной модуляции минимизируют потери энергии на коммутацию, позволяют снизить дополнительные коммутационные потери в нагрузке и питающей сети. Из рассмотренных типов силовых преобразователей (трехфазные ключевые выпрямители напряжения или выпрямители тока, непосредственные преобразователи частоты) наибольшей перспективой обладает непосредственный преобразователь, имеющий расширенные функциональные возможности и не содержащий реактивных элементов в основной силовой цепи.

Ключевые слова: качество электропотребления, ключевые преобразователи электроэнергии, алгоритмы

1. **Постановка задачи.** Одним из важнейших факторов, влияющих на экономичность использования электроэнергии, является сокращение потребляемой реактивной мощности [1—3 и др.]. Эта проблема в настоящее время в основном решается путем включения в состав электрической сети косинусных конденсаторов и/или синхронных компенсаторов, что приводит к существенному усложнению и удорожанию системы электроснабжения.

Альтернативной возможностью является повышение качества электропотребления. Широкое использование преобразователей обострило указанную проблему, так как эти устройства в традиционном исполнении, как правило, имеют низкий коэффициент мощности (0,5—0,7) и высокий уровень гармоник потребляемого из сети тока (более 30%). Отметим, что с 1994 г. на общеевропейский рынок допускается только продукция, имеющая сертификацию в соответствии с нормами ISO 9000; одновременно ужесточаются требования к качеству напряжения сети и электропотребления (стандарты IEEE—519, МЭК 555, ГОСТ 13109).

В работе анализируются возможности реализации второго подхода за счет изменения алгоритмов управления ключевыми преобразователями с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) при сохранении существующих схемотехнических решений построения их силовой части. Это ка-

The paper considers possibilities of improving the quality of the electric energy consumption by various types of power switch converters with pulse-duration modulation (PDM) by means of changing control algorithms with those of the power circuit being remained. The control PDM algorithms proposed make it possible to minimize commutation losses and to reduce additional commutation losses in a load and in a subtransmission network. Among the converters considered—three-phase voltage and current switch rectifiers, direct frequency converters — the last ones are most perspective and they are of considerable industrial interest as having expanded functional possibilities and containing no reactive units in the main power circuit.

Key words: quality of electric energy consumption, power switch converters, algorithms of pulse-duration modulation

сается преобразователей, питающихся от промышленной трехфазной сети и использующих режим ШИМ, причем частота ШИМ достаточно высока по сравнению с частотой промышленной сети (несколько килогерц или даже несколько десятков килогерц). Примером являются преобразователи, выполненные по схемам аналогичным автономным инвертору напряжения (АИН), инвертору тока (АИТ) или по схеме непосредственного преобразователя частоты (НПЧ) на полностью управляемых силовых ключах (построенных на базе полевых или биполярных, IGBT транзисторов, транзисторов с изолированным затвором IGBT, запираемых GTO тиристорах и т. п.), охватывающие диапазон мощностей от долей киловольт-ампера до нескольких сотен киловольт-ампер и широко используемые, например, в регулируемом электроприводе переменного тока. Для таких преобразователей приводятся эффективные законы управления, обеспечивающие, помимо решения основной задачи управления нагрузкой преобразователя, линейное (с точностью до высокочастотной ШИМ-составляющей) нагружение промышленной сети.

2. **Силовые преобразователи как объекты управления.** 2.1. *Ключевой выпрямитель (автономный инвертор) напряжения.* Для улучшения качества энергопотребления в качестве входного звена преобразователя часто применяют ключевой выпрямитель напряжения, обеспечивающий неизменную полярность напряжения в звене постоянного тока и допускающий изменение направления тока. Схема такого выпрямителя (рис. 1) совпадает

* Работа выполнена при поддержке Фонда Джона Д. и Кэтрин Т. Макартур в рамках Новой программы для Независимых Государств бывшего Советского Союза.

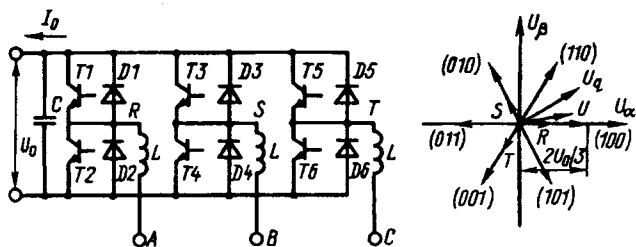


Рис. 1. Схема АИН и диаграмма мгновенных напряжений

со схемой АИН. Выпрямитель, как и АИН, связывает звено постоянного тока с фазами сети A, B, C через небольшие реакторы L, сглаживающие переменные токи в этих фазах.

Возможным состоянием силовых ключей преобразователя напряжения всего восемь комбинаций, соответствующих состояниям «включено» «нижних» или «верхних» транзисторных ключей каждой фазы, в зависимости от команд управления 1 или 0) соответствуют векторы мгновенного переменного напряжения в координатах α, β $U_{эКВ} = (U_\alpha, U_\beta)^T$:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Матрица коэффициентов в (1) составлена из компонент направляющих орт фаз R, S, T. Переменные напряжения и соответствующие из команды управления ключами показаны на рис. 1.

Среднее значение вектора напряжения $U_{эКВ}$ за период ШИМ-модуляции лежит в линейной оболочке, образуемой векторами мгновенных переменных напряжений. Таким образом, это напряжение имеет произвольно задаваемые амплитуду (в пределах $U_0/\sqrt{3}$) и частоту (фазовый угол). Если в установившемся режиме напряжение преобразователя (вектор $U_{эКВ}$), напряжение сети (вектор U_s) и ток сети (вектор I_s) удовлетворяют соотношениям

$$\omega LI_s = (U_{эКВ} - U_s), \quad (U_s, I_s) = U_0 I_0 = \text{const}, \quad (2)$$

где ω — частота сети, то потребляемый выпрямителем из сети ток является синусоидальным, причем коэффициент мощности равен единице.

2.2. Ключевой выпрямитель (автономный инвертор) тока. Схема ячейки преобразователя показана на рис. 2. В двухзвенных преобразователях подобные ячейки можно соединять по цепи постоянного тока параллельно (вторая аналогичная ячейка показана на рис. 2 пунктиром) или последовательно. Среди имеющихся вариантов отметим преобразователь трехфазного напряжения в трехфазное с последовательным соединением

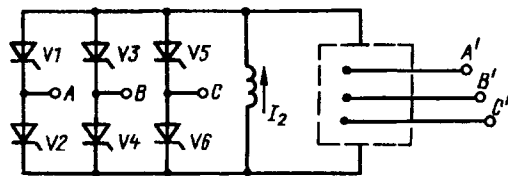


Рис. 2. Схема АИТ

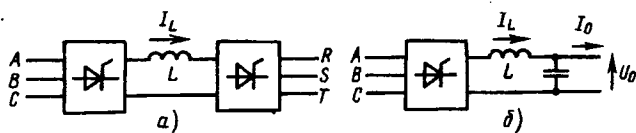


Рис. 3. Преобразователи тока

коммутируемых ячеек и сглаживающего реактора (рис. 3,а) и преобразователь трехфазного напряжения в промежуточное постоянное напряжение с Г-образным LC-фильтром (рис. 3,б). Входными и выходными величинами подобных двухзвенных преобразователей являются напряжения; для сглаживания импульсных входных токов следует применять сетевые фильтры.

Рассмотрим диаграмму входных напряжений преобразователя тока, показанную на рис. 4. Пусть в момент времени t_0 фазные напряжения сети равны $U_A(t_0), U_B(t_0), U_C(t_0)$, причем $U_A < 0 < U_C < U_B$. По предположению, частота ШИМ намного превосходит частоту сети и входные напряжения можно считать постоянными на периоде частоты модуляции; предположим также, что ток в индуктивности мало изменяется в течение этого периода. Пусть для обеспечения требуемого режима работы нагрузки и тока в индуктивности необходимо на выходе ячейки, коммутирующей фазу сети, получить среднее значение напряжения за период ШИМ, равное U_0 . Мгновенные напряжения, из которых, собственно, формируется среднее напряжение, равны одному из следующих значений (в порядке возрастания): $-(U_B - U_A), -(U_C - U_A), -(U_B - U_C), 0, (U_B - U_C), (U_C - U_A), (U_B - U_A)$. Требуемое напряжение U_0 можно сформировать за счет использования мгновенных напряжений в режиме ШИМ.

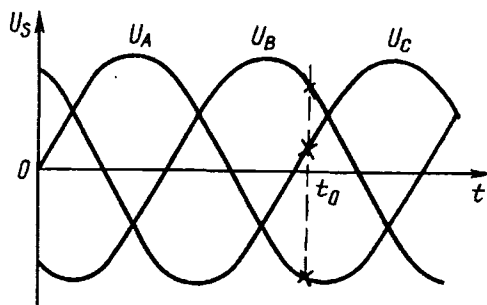


Рис. 4. Диаграммы входных напряжений АИТ

2.3. *Непосредственный преобразователь частоты.* В связи с появлением управляемых силовых приборов на достаточно высокие напряжения, на базе которых возможно создание силовых ключей с двусторонней проводимостью, перспективным является построение непосредственных преобразователей частоты (НПЧ). Преимуществами НПЧ являются:

— отсутствие реактивных элементов в основной силовой схеме (с точностью до элементов, осуществляющих фильтрацию высокочастотных ШИМ-составляющих) и, следовательно, отсутствие динамических ограничений;

— произвольное направление энергообмена между нагрузкой и сетью.

Недостатками НПЧ являются повышенное число управляемых силовых приборов (9 или 18 — в зависимости от применяемой схемы ключа) и жесткие требования к процессу коммутации ключей, связанные с недопустимостью как короткого замыкания сети, так и размыкания тока в цепи нагрузки на время коммутации приборов.

Функциональная схема НПЧ приведена на рис. 5; там же показаны возможные схемы ключей с двусторонней проводимостью.

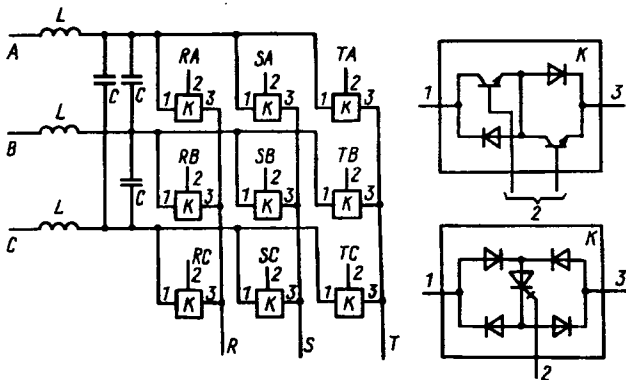


Рис. 5. Функциональная схема НПЧ и схемы ключей (К) с двусторонней проводимостью

Ключи RA—TC соединяют фазы нагрузки R, S, T с любой из фаз сети A, B, C. В зависимости от реализуемого в данный момент времени состояния ключей выходные фазные напряжения U_R, U_S, U_T равны фазным напряжениям сети U_M, U_i или U_m , где индексами M, i, m обозначены соответственно текущие максимальное, промежуточное и минимальное значения напряжений. Будем обозначать состояние ключей НПЧ в виде комбинации команд управления ключами фаз pJ ($J=R, s, T$), причем pJ равняется m, i, M . Векторы напряжения на нагрузке показаны на рис. 6.

Диаграмма векторов напряжений образуется «наложением» трех диаграмм, соответствующих коммутации нагрузки между двумя входными шинами с максимальным и минимальным, ми-

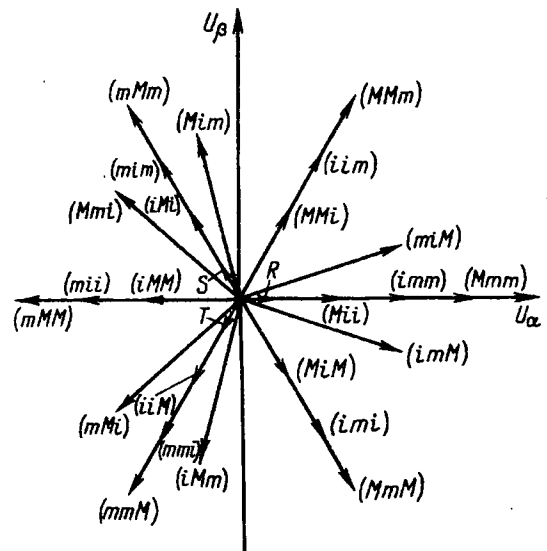


Рис. 6. Диаграмма напряжений НПЧ

нимальным и промежуточным, и промежуточным и максимальным напряжениям сети, а также вращающихся с частотой сети трех векторов прямой и трех векторов обратной последовательности. Общее число состояний ключей НПЧ равно 27 (три состояния дают нулевой вектор: (mmm) , (iii) , (MMM)). Максимальная амплитуда выходного напряжения НПЧ равна $\sqrt{3} U_s/2$, где U_s — амплитуда фазного напряжения сети.

Диаграмма векторов тока в питающей сети подобна диаграмме напряжений на нагрузке, с теми отличиями, что используются направляющие орты фаз сети, а не нагрузки и используются максимальное, промежуточное и минимальное значения фазных токов нагрузки, а не напряжений сети. Потребляемый из сети ток имеет форму импульсов с амплитудой, равной току нагрузки. Для сглаживания тока и снижения создаваемых НПЧ помех применяют сетевые фильтры, например простейший, показанный на рис. 5, или более сложный. Требуемые значения реактивных элементов этого фильтра существенно меньше, чем значения сглаживающей индуктивности и емкости в звене постоянного тока в случае АИН ключевого выпрямителя напряжения рассмотренного в разделе 2.1.

Используя ШИМ-модуляцию, можно получить требуемые (средние) значения выходного напряжения либо входного тока. Одновременное решение задач синтеза выходного напряжения и желаемого характера токопотребления НПЧ обсудим позднее, при рассмотрении алгоритма ШИМ.

Отметим, что улучшить качество электропотребления еще возможно с помощью матричной ключевой схемы, аналогичной схеме НПЧ. Ключевая схема может связывать питающую сеть и промежуточное звено постоянного тока. При

этом, если сглаживающая индуктивность устанавливается на стороне сети, то такая схема эквивалентна рассмотренному ранее выпрямителю напряжения, а если сглаживающая индуктивность устанавливается на входе звена постоянного тока, то — выпрямителю тока.

3. Критерии качества ШИМ. К алгоритму ШИМ представляются противоречивые требования:

— минимального числа коммутаций силовых приборов на периоде ШИМ;

— полного использования диапазона входного напряжения или (и) тока;

— получения высококачественного выходного напряжения или (и) тока.

Алгоритм ШИМ должен приводить к симметричной (одинаковой) загрузке всех ключей. К этому необходимо добавить требования простоты реализации, минимизации объема информации о процессе управления, инвариантности (слабой чувствительности) к возмущениям и изменениям параметров управляющих и силовых цепей, помехозащищенности и т. п.

Для повышения качества выходного напряжения или (и) входного преобразователя требуется увеличение частоты коммутации, что, в свою очередь, ограничивается динамическими возможностями ключей и ростом (пропорционально частоте) потерь на переключение силовых приборов. В этой связи разработка эффективных алгоритмов ШИМ, позволяющих улучшить качество выходного напряжения или входного тока чисто «алгоритмическими» приемами, без изменения силовой схемы и без увеличения потерь на коммутацию, представляется весьма актуальной.

Одним из часто используемых критериев качества ШИМ является спектральный состав напряжения или тока. Представляется, что более естественным и непосредственно отражающим качество ШИМ является интегральный показатель, характеризующий дополнительные коммутационные потери энергии в нагрузке, например:

$$J = \frac{1}{T} \int_0^T [I(t) - I^*(t)]^2 dt, \quad (3)$$

где $I(t)$ — ток в нагрузке; $I^*(t)$ — фундаментальное (синусоидально изменяющееся в установившемся режиме) значение тока.

С другой стороны, $\Delta I = I - I^*$ можно трактовать как интегральную оценку отклонения мгновенных значений тока от их желаемых (средних) значений за период модуляции и (3) как интегрально-квадратичный критерий для интегральных отклонений входного тока; аналогичные соображения пригодны и для оценки выходного напряжения.

4. Синтез алгоритмов ШИМ. Синтез алгоритма ШИМ включает в себя определение как закона изменения длительности реализации того или иного состояния силовых ключей (закон модуляции), так и очередности коммутации ключей на периоде модуляции, т. е. последовательности переходов между состояниями (закон переключения). Эти процедуры являются независимыми, вследствие чего исходная задача может быть декомпозирована.

4.1. Симплексные алгоритмы ШИМ для АИН. Ниже используется векторный подход к синтезу алгоритма ШИМ. Основная идея симплексного алгоритма управления АИН состоит в использовании трех векторов мгновенных напряжений, наиболее близких к требуемому среднему напряжению [4, 5] (три вектора образуют симплекс (простейший многогранник) — треугольник, имеющий размерность двумерного пространства векторов напряжений, т. е. имеющий отличную от нуля площадь). Для указанного на рис. 2 положения вектора $U_{\text{ЭКВ}}$ используются векторы (100), (110) и (000) (или (111)). Для симплексного алгоритма закон модуляции имеет вид:

$$\sum_1^3 \mu_i U_i = U_{\text{ЭКВ}}, \quad \mu_i \geq 0, \quad \sum_1^3 \mu_i = 1. \quad (4)$$

По известным значениям напряжения U_0 в звене постоянного тока, амплитуды среднего напряжения A и угла ψ между вектором напряжения и осью $(O\alpha)$ доли времени μ_i вычисляются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \mu(000) &= 1 - kA \cos(\psi - \pi/6); \\ \mu(100) &= -kA \sin(\psi - \pi/3); \\ \mu(110) &= kA \sin \psi, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $k = 3/2 U_0$.

Последовательность управления ключами фаз, в отличие от закона модуляции, не определяется однозначно. Приведенный в [4] и более подробно в [5] анализ показывает, что оптимальными по критерию (3) являются в зависимости от значений амплитуды и фазового угла среднего напряжения следующие последовательности:

$$\left. \begin{aligned} 1) & \mu(000) \rightarrow \mu(100)/2 \rightarrow \mu(110) \rightarrow \mu(100)/2 \rightarrow; \\ 2) & \mu(0(111)) \rightarrow \mu(110)/2 \rightarrow \mu(100) \rightarrow \mu(110)/2 \rightarrow; \\ 3) & \mu(000)/2 \rightarrow \mu(100)/2 \rightarrow \mu(110)/2 \rightarrow \mu(111)/2 \rightarrow \\ & \rightarrow \mu(110)/2 \rightarrow \mu(100)/2 \rightarrow. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Первые две последовательности приводят к четырем переключениям на цикле, третья — к шести.

Что касается переходов между последовательностями, вызываемых изменениями амплитуды

и фазы среднего напряжения, то их лучше осуществлять, когда начальное состояние соответствует нулевому вектору напряжения, как и показано в (6); так как длительность периода ШИМ для последовательностей 1, 2 и последовательности 3 может отличаться (из-за различия числа переключений на периоде), то для упрощения реализации алгоритма ШИМ можно рекомендовать отказаться от использования последней последовательности, тем более, что потери качества выходного напряжения при этом относительно невелики (не более 25%).

Симплексные алгоритмы ШИМ для АИН обеспечивают расширение диапазона использования напряжения в $2/\sqrt{3}$ раза, снижение числа переключений на периоде модуляции в 1,5 раза, увеличение минимальной длительности импульсов управления в 2 раза и снижение дополнительных коммутационных потерь в нагрузке [критерий (3)] до 2,25 раз по сравнению с традиционной «ШИМ-модуляцией на пилообразном сигнале»

4.2. Алгоритм ШИМ для выпрямителя (автономного инвертора) тока. Пусть $U_0 > 0$ (режим энергопотребления). Сформируем требуемое напряжение за счет использования двух наибольших мгновенных напряжений и нулевого напряжения. Тогда:

$$\mu_M (U_B - U_A) + \mu_i (U_C - U_A) = U_0, \quad (7)$$

где μ_M, μ_i — доли времени коммутации на фазы с максимальными линейными напряжениями.

Если, кроме того, доли времени пропорциональны фазным напряжениям —

$$U_C/U_B = \mu_i/\mu_M, \quad (8)$$

то и средние значения токов в фазах С и В сети будут пропорциональны фазным напряжениям, т. е. будет обеспечено искомое линейное нагружение сети (для фазы А это условие выполнится автоматически, так как сумма фазных токов равна нулю). При $U_0 < 0$ аналогичные соотношения должны выполняться для длительностей $\mu(-M)$ и $\mu(-i)$.

Обратим внимание, что, вообще говоря, среднее напряжение по величине не превышает максимальное напряжение $(U_B - U_A)$, а доля времени подключения к фазам сети не меньше, чем $U_0/(U_B - U_A)$. При линейном нагружении сети эти величины ограничены значениями $U_B [(U_B - U_A) + U_C(U_C - U_A)/U_B]/(U_B + U_C)$ и $U_0/[(U_B - U_A) + U_C(U_C - U_A)/U_B]/(U_B + U_C)$ соответственно. Однако, как нетрудно показать, минимальные по всем возможным t_0 значения как среднего напряжения, так и совокупной доли времени совпадают для обеих ситуаций. Действительно,

$\mu_i = 0$ при $U_C = 0$, а при $U_B - U_C$ коммутируемые напряжения одинаковы по величине. Таким образом, линейный характер нагружения сети обеспечивается без снижения диапазона использования напряжения (напряжение U_0 не должно превышать $3U_s/2$) и без наложения дополнительных ограничений на совокупную длительность коммутаций на сеть.

Полученное решение оптимально по критерию (3) и характеризуется двумя коммутациями на периоде ШИМ. Очевидно, что меньшее число коммутаций не может обеспечить линейное нагружение сети. Это решение характеризуется минимальным значением совокупной длительности подключений к сети, поскольку используются подключения к фазам сети с максимальными значениями линейных напряжений, одинаковых по знаку.

Последовательность смены состояний АИТ может задаваться порядком возрастания коммутируемых (линейных) напряжений. При использовании специальной схемы активного формирования траектории переключений силовых приборов их включение и выключение происходят при нулевом напряжении на ключе («мягкая» коммутация).

4.3. Алгоритм ШИМ для НПЧ. Прямое применение симплексного перехода подхода применительно к задаче управления НПЧ предполагает коммутацию фаз нагрузки между двумя фазами сети с минимальным и максимальным напряжениями. Однако при этом нагружение сети не является линейным.

Для синтеза закона управления НПЧ при условии линейного нагружения сети можно воспользоваться методами векторной (не симплексной) модуляции, рассмотрев совместное обеспечение как требуемых амплитуды и частоты напряжения на нагрузке, так и желаемой связи тока и напряжения в сети [6, 7]. Предлагаемый алгоритм основан на одновременном использовании подходов к синтезу ШИМ для АИН и для АИТ: среди возможных алгоритмов ШИМ рассмотрим лишь такие, при которых одни и те же комбинации подключения нагрузки (и никакие другие) присутствуют и для соединений нагрузки как с фазой сети, имеющей максимальное фазное напряжение (для момента t_0 фаза В на рис. 4), так и с фазой с промежуточным значением напряжения (фаза С на рис. 4), причем используются векторы, наиболее близкие к вектору $U_{эКВ}$, а соотношение соответствующих долей времени пропорционально соотношению фазных напряжений.

На рис. 7 изображены используемые для организации ШИМ векторы мгновенных напряжений НПЧ для момента времени t_0 , показанного

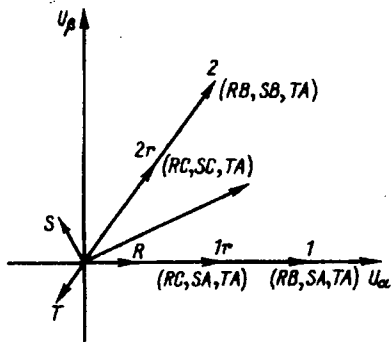


Рис. 7. Векторы мгновенных напряжений НПЧ, используемые для синтеза ШИМ

на рис. 4 и в предположении, что вектор $U_{эКВ}$ находится в данный момент времени в спектре с угловыми размерами $0 \leq \psi \leq \pi/6$. В соответствии с принимаемым соотношением длительностей на периоде ШИМ получаем соотношения для расчета долей времени:

$$\left. \begin{aligned} \mu_0 &= 1 - (1 + k_r)(\mu_1 + \mu_2); \\ \mu_1 &= -k_1 A \sin(\pi/6 - \psi); \\ \mu_{1r} &= -k_r k_1 A \sin(\pi/6 - \psi); \\ \mu_2 &= k_1 A \sin(\pi/6 + \psi); \\ \mu_{2r} &= k_r k_1 A \sin(\pi/6 + \psi), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $k_1 = 3(U_M - U_m)/2$, $k_r = (U_i - U_m)/(U_M - U_m)$.

Оптимальная по критерию (3) последовательность смены состояний НПЧ в общем случае не найдена. Эвристический алгоритм переключений определяется из соображений минимального числа переключений силовых ключей и взаимных переходов между состояниями. Такими свойствами обладают следующие последовательности:

$$1) \mu_0 \rightarrow \mu_{2r}/2 \rightarrow \mu_{1r} \rightarrow \mu_{2r}/2 \rightarrow \mu_2/2 \rightarrow \mu_1 \rightarrow \mu_2/2 \rightarrow \mu_0; \quad (10)$$

$$2) \mu_0 \rightarrow \mu_{1r}/2 \rightarrow \mu_{2r} \rightarrow \mu_{1r}/2 \rightarrow \mu_1/2 \rightarrow \mu_2 \rightarrow \mu_1/2 \rightarrow \mu_0. \quad (11)$$

Для ситуации, изображенной на рис. 7, целесообразно использовать последовательность (11) и состояние (RA, SA, TA) для реализации нулевого напряжения; в этом случае любые переходы между состояниями осуществляются с помощью переключения только одного ключа какой-либо одной фазы (всего семь переключений на цикле). Для остальных ситуаций взаимного расположения векторов мгновенных напряжений и вектора среднего напряжения, а также при изменениях фазы входного напряжения НПЧ [используется либо (1), либо (11)], алгоритм переключений находится по аналогии с использованием симметричности диаграммы напряжений. В результате получим таблицу соответствия между угловыми положениями векторов сети, векторов напряжения НПЧ, и по-

следовательностями состояний.

Обратим внимание на то, что предлагаемый алгоритм позволяет обеспечить требуемое выходное напряжение НПЧ и линейный характер нагружения сети без использования информации о токе в нагрузке.

4.4. Синтез ШИМ в замкнутом контуре. Рассмотренные выше алгоритмы ШИМ являются программными, в том смысле, что подразумевается сначала определение состояний, их последовательности, и, затем реализация полученных расчетных значений длительностей состояний и переходов между состояниями. Существует возможность реализации ШИМ с помощью релейного регулирования в замкнутом контуре, которую мы продемонстрируем на примере синтеза управления преобразователя тока? Основная идея состоит в использовании релейного регулятора для выполнения функции регулирования тока в индуктивности, при дополнительном формировании команд управления с расчетной выдержкой времени; выполнение остальных вычислительных операций возлагается на замкнутый контур регулирования тока.

Поясним суть подхода. Пусть в процессе i -го подключения к фазам с максимальным и минимальным напряжениями при регулировании тока с помощью релейного регулятора реализовать длительность $\mu(i)_M$. Тогда, при последующем подключении индуктивности к фазам сети с промежуточным и минимальным напряжениями реализуем расчетное значение длительности коммутации $\mu(i)_i$, причем

$$\mu(i)_i = \mu(i)_M (U_i/U_m). \quad (12)$$

Естественно, что при следующей, $(i+1)$ -й коммутации, реализованное при релейном регулировании значение длительности $\mu(i+1)_M$ будет зависеть от значения $\mu(i)_i$. Так как релейный регулятор обеспечивает сохранение величины тока в индуктивности, то динамический процесс изменения длительностей оказывается устойчивым и сходится к требуемому для линейного нагружения сети, скорость сходимости определяется отношением коммутируемых (линейных) напряжений сети и характеризуется средним значением коэффициента сходимости, равным приблизительно 0,25.

В общем случае релейный регулятор может выполнять функции регулятора тока или напряжения. Используя релейный регулятор, можно исключить предположение о постоянстве тока в нагрузке на периоде ШИМ, для чего достаточно указать, что требуемые отношения должны выполняться не для длительностей, а для интегральных оценок фазных токов сети на интервалах соответствующих коммутаций.

5. Реализация устройств ШИМ с улучшенным энергопотреблением.

Последовательность формирования команд управления силовыми ключами преобразователей в режиме ШИМ с линейным нагружением сети заключается во:

— вводе информации о требуемом напряжении преобразователя (задание напряжения);

— измерении входного напряжения питающей сети;

определении сектора по углу сети и/или по углу выходного напряжения;

— определении набора и последовательности реализуемых в цикле ШИМ комбинаций команд на включение силовых ключей;

— вычислении долей времени, в течение которых реализуется та или иная комбинация команд (или отношения долей времени);

реализации цикла (или нескольких циклов) ШИМ в программном режиме или в режиме работы замкнутого релейным регулятором контура обратной связи.

Далее указанная последовательность повторяется.

Структурная схема реализации алгоритмов ШИМ показана в таблице.

| Уровень управления | Выполняемая операция | | Скорость вычисления | Техническая реализация |
|--------------------|---|-------------------------|---------------------------------------|---|
| 1 | Ввод заданий, команд, измерений | | Низкая, время цикла ≈ 10 мс | Процессор с программным обеспечением |
| | Идентификация и управление технологическим процессом | | | |
| 2 | Вычисление средних напряжений, токов | | Средняя, время цикла ≈ 1 мс | Процессор с программным обеспечением |
| | Измерение возмущений в контуре ШИМ (сеть, промежуточные переменные) | | | |
| | Определение законов модуляции и коммутации | | | |
| 3 | Программная ШИМ | ШИМ в замкнутом контуре | Высокая, время цикла $\approx 0,1$ мс | Микроконтроллер (программируемая логика, таймеры, релейные регуляторы, УВХ) |

На первом уровне осуществляется управление режимом работы преобразователя, идентификация процесса управления нагрузкой и синтез (управляющих) переменных, не связанных непосредственно с синусоидальным характером изменений напряжений и токов в нагрузке и питающей сети (например, в терминах электромагнитного момента, величины потокосцепления и тока намагничивания асинхронного двигателя, являющегося нагрузкой преобразователя, ампли-

туд токов и напряжений, потребляемой активной и реактивной мощности и т. п.), Алгоритмы первого уровня управления с цифровой (микропроцессорной) реализацией описаны в [8, 9]. Требуемая в большинстве случаев скорость выполнения цикла вычислений первого уровня управления обычно достаточно низка (≈ 10 мс); впрочем, алгоритмы первого уровня управления могут выполняться с разделением темпов управления, т. е. скорость выполнения отдельных вычислительных операций может быть еще ниже указанной.

Второй и третий уровни управления реализуют алгоритмы ШИМ.

На втором уровне осуществляется синтез управления, определяемого используемой сетью переменного тока и нагрузкой, т. е. находятся требуемые средние (на периоде ШИМ) значения компонент синусоидально изменяющихся токов и напряжений, законы модуляции и коммутации. Требуемая скорость вычислений в данном случае определяется степенью приближения к изменяющимся во времени переменным. Например, при частоте сети 50 Гц точность приближения синусоидальны кусочно-постоянной функцией, имеющей около 20 интервалов на периоде синусоиды, представляется вполне достаточной, что и определяет указанное время выполнения цикла (≈ 1 мс). Реализация функций как первого, так и второго уровня управления может быть совмещена в одном микропроцессоре, работающем в режиме разделения времени вычислений.

Скорость выполнения операций на третьем уровне управления определяется энергетическими требованиями, вытекающими из специфики функционирования силового преобразователя в режиме переключений. Для современных преобразователей рациональное значение частоты переключений (частоты ШИМ) составляет 1–100 кГц, что требует применения быстродействующих специализированных контроллеров, выполненных на базе интегральных схем программируемой логики (PLIS, PROM), или быстродействующих компараторов и устройств выборки-хранения. Число периодов ШИМ, реализуемых до очередного изменения законов модуляции и коммутации, может быть различным в зависимости от динамических возможностей применяемого силового преобразователя. Отметим, что привлекательной возможностью является реализация третьего уровня управления чисто «программным» путем, т. е. применения специализированных средств аппаратной поддержки. К стандартному контроллеру (например на базе микроконтроллера INTEL 80196) при этом предъявляются дополнительные требования по составу и характеристикам (стандартных) выходных ус-

тройств. В настоящее время приводится работа по модернизации процессорного контроллера.

Предлагаемый подход позволяет унифицировать аппаратные и программные средства, реализующие различные уровни управления, по крайней мере, для каждого из типов преобразователей и нагрузок.

Выводы. Использование предлагаемых законов управления позволяет совместить высокие технико-экономические показатели преобразователей с требованиями к качеству электропотребления и улучшить коэффициент мощности сети. Алгоритмы ШИМ, которые являются основой функционирования преобразователей на ключевых полупроводниковых приборах, минимизируют потери электроэнергии на коммутацию, позволяют снизить дополнительные коммутационные потери в нагрузке и питающей сети. Реализация алгоритмов ориентирована на использование универсальных цифровых (микропроцессорных) и специализированных быстродействующих контроллеров.

Среди проблем, не менее важных, но оказавшихся вне круга рассмотрения, укажем на информационные аспекты измерения параметров и качества напряжения питающей промышленной сети, призванные не только обеспечить программную поддержку реализации алгоритмов ШИМ, но и обеспечить контроль и учет электропотребления и его качества на уровне отдельных потребителей. Укажем также, что во всех рассматриваемых ситуациях не вызывает затруднений решение задачи повышения качества электропотребления в более общей постановке: обеспечение линейного нагружения не только при активном, но и при индуктивном или емкостном характере токопотребления в алгоритме управления. Для этого достаточно использовать данные изменений текущих значений напряжения сети, введя соответствующий временной (фазовый) сдвиг.

В настоящее время преобразовательные устройства с улучшенными показателями электропотребления еще не получили широкого распространения. Учитывая тенденции снижения стоимости силовых переключающих приборов при одновременном повышении их технических показателей, а также необходимость использования энерго- и ресурсосберегающих технологий, можно ожидать, что в недалеком будущем ситуация изменится. Более того, можно предполагать, что наиболее перспективными окажутся преобразователи, в которых будут обеспечены высокое качество электропотребления и наибольшее снижение совокупных показателей массы и, следовательно, расхода материалов, даже за счет по-

вышения их стоимости. Дополнительные затраты окупятся за счет экономии потребляемой энергии в процессе эксплуатации, а также за счет экологически чистого, не наносящего ущерба окружающей среде (в том числе остальным потребителям электроэнергии) функционирования преобразователей, имеющих «зеленый» сертификат. Из рассмотренных типов силовых преобразователей наиболее перспективны, по-видимому, НПЧ, имеющие расширенные функциональные возможности и не содержащие реактивных элементов в основной силовой цепи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Железко Ю.С. Стратегия снижения потерь и повышения качества электроэнергии в электрических сетях. — Электричество, 1992, № 5.
2. Why Correct the Power Factor? — Electronic Design, 1989, June 8.
3. Михальченко Г.Я., Семенов В.Д. Модуляционные ключевые преобразователи электрической энергии. — Электричество, 1992, № 10.
4. Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е., Шевцов С.В. Симплексные алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором напряжения с ШИМ. — Электротехника, 1993, № 12.
5. Shevtsov S.V., Izosimov D.B., Ryvkin S.E. Space-Vector based simplex pulse-width modulation methods of 3-phase voltage source inverter control. — Proceedings of the IECON'94, September 5-9, 1994, Bologna, Italy.
6. Izosimov D.B., Misak T.V., Chekhet T.M. Space vector pulse width modulation in direct frequency converters. — Proceedings of EPE chapter symposium on Electrical drive and power electronic, Sept. 1994, Warsaw, Poland.
7. Izosimov D.B., Misak T.V., Chekhet E.M. Vector control of direct frequency converter. — Proceedings of International Conference on power electronic, pp. 106-111. Oct 1994, Vysokije Tatry, Slovakia.
8. Изосимов Д.Б. Синтез управления в электроприводе. — Электротехника, 1994, № 7.
9. Bogachev Y.P., Izosimov D.B. New generation of digital controlling electrical drive: high-precision synchronous servo drive for machine tools axes — robotics — mechatronic modules. Proc. of EPE Conference'95, Sevilla, Spain, Sept. 19-21, 1995, vol. 3.

[24.07.95]

Авторы: Изосимов Дмитрий Борисович окончил в 1969 г. факультет радиотехники и технической кибернетики Московского физико-технического института. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и разработка управления и идентификации для электрических машин на скользящих режимах» в Институте проблем управления (ИПУ) АН СССР. Заведующий сектором ИПУ РАН.

Рывкин Сергей Ефимович окончил в 1974 г. факультет установок летательных аппаратов Московского авиационного института. В 1986 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и разработка алгоритмов управления с использованием скользящих режимов для электродвигателей независимого возбуждения» в ИПУ АН СССР. Старший научный сотрудник ИПУ РАН.

Коэффициенты размагничивания в системе магнитных тел

ЗАХАРОВ В.А.

Рассмотрено понятие «коэффициент размагничивания» применительно к ферромагнитному телу в условиях неоднородного поля при квазистатическом перемагничивании токами проводимости, а также в присутствии других магнитных тел. Показано, что для однозначного толкования коэффициента размагничивания в системе магнитных тел, последние должны быть разделены на «исследуемую» и «намагничивающую» группы, а дифференциальное уравнение закона полного тока для макроскопического параметра «внутреннее поле» — дополнено объемной составляющей плотности тока проводимости, эквивалентирующего магнитного тела «намагничивающей» группы.

Ключевые слова: магнитное поле, системы магнитных тел, коэффициент размагничивания, макроскопические уравнения магнитостатики

В практике магнитного контроля ферромагнитных изделий весьма распространенным является перемагничивание их с помощью устройств, содержащих магнетики (в виде постоянных магнитов, магнитопроводов, вспомогательных магнитных тел и т.д.). В общем случае контролируемое изделие и магнитные элементы устройств перемагничивания образуют систему магнитных тел, находящихся под воздействием магнитного поля токов проводимости. Анализ и расчет таких систем предполагает определение параметров магнитного поля в заданной точке системы при определенном значении тока в катушке (обмотке) перемагничивания с учетом геометрических параметров системы и магнитных характеристик магнетиков, заданных кривой начального намагничивания и/или кривыми перемагничивания материалов $M(H_i)$, где M — намагниченность, а H_i — «внутреннее поле» магнетика. Кроме того, поскольку магнитные тела в рассматриваемых системах являются, как правило, разомкнутыми или частично разомкнутыми по отношению к воздействующим на них магнитным полям, то весьма важное значение приобретают такие параметры, как коэффициент размагничивания и коэффициент намагничивания.

Коэффициент размагничивания применительно к одиночному магнитному телу характеризует соотношение «поля магнитных зарядов» или «размагничивающего поля» (как макроскопической напряженности поля фиктивных магнитных зарядов, которыми может быть представлено магнитное тело по аналогии с телами из диэлектриков) H_σ и намагниченности M в любой точке внутри тела и в общем случае является тензорной

The paper considers the concept of «the demagnetization factor» conformably to a ferromagnetic body in conditions a field non-homogeneity under a quasi-static magnetic reversal by conduction currents as well as at the presence of other bodies. It is shown that for an unambiguous interpretation of «the demagnetization factor» in a system of magnetic bodies they must be divided in two groups — «investigated» and «magnetizing», while a differential equation of the Ampere's circuital Law for the macroscopic parameter «inner field» must be supplemented with a volume conduction current density component.

Key words: magnetic field, system of magnetic bodies, demagnetization factor, magnetostatic macroscopic equations

величиной (обозначим ее $\langle N \rangle$):

$$H_\sigma = \langle N \rangle M. \quad (1)$$

Аналогичный параметр в рамках «физической» (в отличие от «магнитозарядовой») трактовки магнитных явлений (когда магнетик выступает как совокупность реальных «молекулярных токов», а не фиктивных магнитных зарядов) характеризует соотношение макроскопической напряженности поля магнетика $H_M = B_M / \mu_0$ (где B_M — макроскопическая магнитная индукция поля магнетика, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная) и намагниченности M в данной точке внутри тела. Эта величина называется коэффициентом намагничивания или «намагничивающим фактором» [1]. Так же как коэффициент $\langle N \rangle$, это в общем случае тензорная величина (обозначим ее $\langle K \rangle$):

$$H_M = \langle K \rangle M. \quad (2)$$

Поскольку параметры H_σ и H_M в любой точке пространства всегда связаны между собой соотношением [2]

$$H_\sigma = H_M - M, \quad (3)$$

то, соответственно, имеем

$$\langle K \rangle = 1 + \langle N \rangle. \quad (4)$$

В дальнейшем нас будут интересовать только те области тел, в которых происходит «осевое» перемагничивание магнетика (когда все векторы макроскопических параметров магнитных полей и намагниченности коллинеарны при любых режимах перемагничивания); только в таких ус-

ловиях можно говорить о конкретной количественной оценке названных коэффициентов через отношение соответствующих скалярных величин, при этом выражения (1), (2) и (4) будут иметь вид:

$$N = H/M; \tag{5}$$

$$K = H_M/M; \tag{6}$$

$$K = 1 + N. \tag{7}$$

Известно, что в отдельных случаях, когда магнитное поле по всему телу однородно (параметры H_M , H_σ и M одинаковы во всех его точках), коэффициенты K и N могут характеризовать магнитное тело в целом, являясь постоянным числом, зависящим только от формы или отношения размеров тела. Например, для сплошного кольца из изотропного магнетика, перематываемого током провода, установленного по оси кольца, $K=1$, $N=0$. Такими же будут значения коэффициентов K и N в любой точке бесконечно длинного магнитного стержня из изотропного магнетизма в однородном магнитном поле, приложенном вдоль стержня. Однако, если стержень имеет ограниченную длину, например выполнен в виде удлинённого эллипсоида вращения, то для него $K < 1$, а $N < 0$. Например, для шара, как частного случая эллипсоида вращения, $K=2/3$, $N=-1/3$.

На рис. 1 дана графическая интерпретация процесса изменения параметров магнитного поля при намагничивании эллипсоидов вращения из изотропного ферромагнетика с изменением относительной длины (отношения длины к диаметру) эллипсоида от ∞ до 0; здесь H_e — напряженность внешнего магнитного поля, а $H_\Sigma = H_e + H_M = H_i + M$ — суммарная напряженность в магнетике. Если эллипсоид бесконечно длинный и на его воздействует некоторое однородное продольное (вдоль оси стержня) внешнее магнитное

поле напряженностью H_e , то «внутреннее поле» (в данном случае обозначим его H_{i1}) равно внешнему: $H_{i1} = H_e$, а суммарная напряженность магнитного поля $H_{\Sigma 1} = H_{i1} + M_1 = H_e + M_1$. Соответственно, $H_{\sigma 1} = H_{i1} - H_e = 0$, $H_{M1} = M_1 + H_{\sigma 1} = M_1$ [т. е. кривая $H_{M1}(H_i)$ совпадает с кривой $M(H_i)$ на рис. 1], при этом $K_1 = 1$, $N_1 = 0$.

При намагничивании эллипсоида вращения конечной длины напряженность поля магнетика H_M в нем изменяется по кривой, лежащей ниже кривой H_{M1} (линия H_{M2} на рис. 1), и при неизменном значении напряженности внешнего магнитного поля H_e суммарная напряженность поля в эллипсоиде равна $H_{\Sigma 2} = H_e + H_{M2}$, а намагниченность и «внутреннее поле» соответственно M_2 и H_{i2} . При этом отрезок между точками H_e и H_{i2} на оси H_i представляет собой «поле магнитных зарядов» («размагничивающее поле») $H_{\sigma 2} = H_{i2} - H_e$, $K_2 = H_{M2}/M_2 < 1$, а $N_2 = H_{\sigma 2}/M_2 < 0$.

Графически коэффициент N можно интерпретировать как тангенс угла α между прямой, проведенной из точки H_e на оси H_i в точку на кривой $M(H_i)$, соответствующую «внутреннему полю» H_i для той или иной относительной длины эллипсоида вращения, и вертикалью, восстановленной из точки H_i . При бесконечно длинном стержне $\alpha = \alpha_1 = 0$, для стержня ограниченной длины угол α больше 0 ($\alpha_2 > 0$), а при сильно укороченном в направлении намагничивания эллипсоиде вращения (в бесконечно тонком диске, перпендикулярном внешнему полю) угол α стремится к 45° . В последнем случае поле, создаваемое магнетиком, практически равно нулю ($H_M = 0$), т. е. зависимость $H_M(H_i)$ сливается с осью H_i несмотря на то, что в диске может быть достигнуто любое значение намагниченности в соответствии с кривой $M(H_i)$ материала магнетика. Например, при том же значении напряженности внешнего поля H_e намагниченность, как видно из рис. 1, $M_0 = H_{\Sigma 0} - H_{i0} = H_e - H_{i0}$, $H_{\sigma 0} = H_{i0} - H_e$, т. е. $H_{\sigma 0} = -M_0$. Соответственно, $K=0$, $N=-1$, а угол $\alpha_0 = 45^\circ$ (на рис. 1 он больше 45° из-за различия масштабов по осям M и H_i).

В условиях неоднородного магнитного поля внутри тела коэффициенты N и K даже в областях, где происходит «осевое» перематывание магнетика, изменяются от точки к точке и зависят не только от формы и соотношения геометрических параметров тела, но и от режима перематывания и свойств материала магнетика. Так, для некоторых систем с ферромагнетиками в силу нелинейности свойств последних и неоднородности магнитного поля коэффициенты K и N могут выходить за названные границы: K может быть больше единицы, а N — больше нуля. Условие $N > 0$ означает, что «поле магнитных зарядов» становится по существу «намагничива-

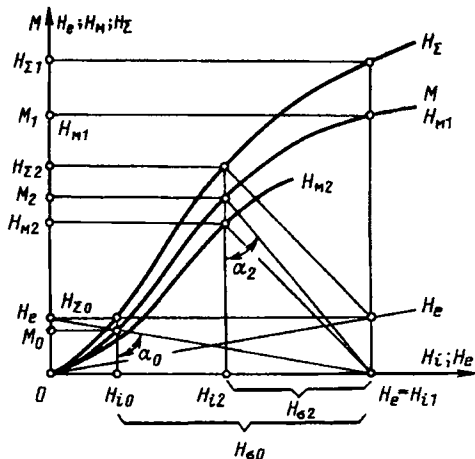


Рис. 1. Волгодская областная университетская библиотека. www.booksite.ru

ющем» (а не «размагничивающим»), т. е. действует согласно с внешним полем. Впервые на это обстоятельство обратили внимание авторы [3] при намагничивании длинных ферромагнитных стержней короткой катушкой. На достаточном удалении от центра катушки они наблюдали значения $N > 0$; согласно расчетам по результатам измерений, приведенных в [3], максимальное значение N составляет около 0,08 ($K \approx 1,08$).

Дальнейшие исследования показали, что приведенные выше значения K и N не являются предельными даже в условиях сплошной изотропной среды. Рассмотрим, например, систему «виток с током I в изотропном ферромагнитном пространстве» [4, 2]. Магнитное поле в такой системе неоднородно во всем пространстве, а «осевое» перемагничивание магнетика происходит, строго говоря, только в трубке магнитного потока вблизи оси витка. Проанализируем состояние магнетика в данной трубке и изменение соответствующих параметров магнитного поля в центре витка при намагничивании магнетика из размагниченного состояния.

Допустим, что ферромагнетик представлен характеристикой $M(H_i)$ с насыщением (рис. 2), когда при увеличении «внутреннего поля» H_i намагниченность M сначала линейно растет, а затем, начиная с некоторого значения H_{is} , остается неизменной и равной M_s . Кроме того, на рис. 2 показана зависимость $H_\Sigma(H_i)$ для материала ферромагнетика, а также вспомогательная прямая H_e (по аналогии с рис. 1 для эллипсоидов вращения), которая при одинаковых масштабах по осям координат должна проходить под углом 45°

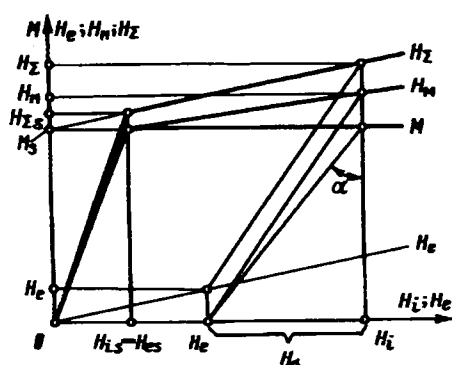


Рис. 2

к оси H_i .

По мере увеличения внешнего поля (поля витка) намагниченность M возрастает, увеличивается также и напряженность поля магнетика H_m . Можно показать, что поскольку восприимчивость магнетика постоянна в интервале H_i от 0 до H_{is} (по условию), то здесь $H_m = M$, $H_i = H_e$, $H_\sigma = 0$, $K = 1$, а $N = 0$. Но, как только в одном из сечений рассматриваемой трубки потока на-

магниченность достигает насыщения (очевидно, это будет сечение трубки в центре витка, как самое узкое, где H_e станет равной $H_{es} = H_{is}$, а $H_\Sigma = H_{\Sigma s}$), то с дальнейшим увеличением H_e соотношение H_m/M для всех сечений трубки начнет постепенно изменяться, а для сечения в центре витка оно становится больше единицы. Это обусловлено тем, что намагниченность в центре витка, достигнув значения M_s , уже не может превысить его, в то время как напряженность поля магнетика H_m в этой же точке, зависящая от магнитного состояния материала во всей трубке, не остается равной M_s и продолжает расти.

Графически (рис. 2) это можно интерпретировать следующим образом: при напряженности внешнего поля $H_e > H_{is} = H_{es}$ зависимость $H_m(H_i)$ идет выше прямой $M = M_s$, при этом «поле магнитных зарядов» $H_\sigma = H_i - H_e$ становится положительным, поскольку значение «внутреннего поля» H_i больше напряженности H_e , а угол $\alpha = \arctg N$, равный нулю до $H_e = H_{is}$, при $H_e > H_{is}$ по мере роста H_e увеличивается. Другими словами, коэффициент K в центре витка становится больше единицы, а $N = K - 1$ приобретает положительные значения. Расчет, проведенный графоаналитическим методом для рассматриваемой системы [4], показывает, что в пределе коэффициент K стремится к значению два, а N — к единице. Последнее означает, что угол α на рис. 2 в рассматриваемом случае стремится к 45° (при одинаковых масштабах по осям M и H_i).

Говоря о количественной оценке коэффициентов размагничивания (далее для упрощения будем рассматривать только их), необходимо отметить, что если не ограничиваться телами простой формы в однородном магнитном поле (например эллипсоидами вращения, для которых $0 \geq N \geq -1$), то теоретические и экспериментальные исследования указывают на чрезвычайно широкий диапазон изменения N : фактически от $-\infty$ до $+\infty$. На теоретическую возможность изменения коэффициента размагничивания в пределах $\pm \infty$ (при перемагничивании цилиндрического ферромагнитного стержня в однородном продольном внешнем поле) было обращено внимание еще в 1950 г. Р.И. Янусом [5]. Однако применительно к перемагничиванию цилиндрических стержней надо иметь в виду, что в условиях неоднородного магнитного поля в объеме стержня практически невозможно определить среднее по сечению значение коэффициента размагничивания (обозначим его N), так как по сути дела невозможно экспериментальное определение соответствующих параметров — средних по сечению намагниченности (M) и «поля магнитных зарядов» (H_σ). В основе указанного затруднения лежат сле-

дующие обстоятельства.

В любой точке цилиндрического стержня ограниченной длины из изотропного магнетика, помещенного в продольное однородное внешнее магнитное поле с напряженностью H_e , суммарная напряженность магнитного поля

$$H_{\Sigma} = H_e + H_m, \quad (8)$$

а «внутреннее поле» —

$$H_i = H_e + H_{\sigma}. \quad (9)$$

При этом несмотря на то, что магнитное поле по всему объему тела неоднородно, а во всех точках, не лежащих на оси стержня и в его нейтральной плоскости, происходит «вращательное» перемагничивание магнетика (когда намагниченность и все макроскопические параметры магнитного поля изменяются в процессе перемагничивания как по значению, так и по направлению), всегда имеет место соотношение

$$H_{\Sigma} = H_i + M. \quad (10)$$

Из выражений (8)—(10) видно, что если известна величина H_e , то для определения коэффициента N в какой-либо точке стержня, где векторы H_e , M и H_i всегда коллинеарны (например, в любой точке нейтрального сечения стержня), в соответствии с выражением (5) необходимо дополнительно измерить в данной точке, по крайней мере, два параметра из трех: H_{Σ} , H_i и M . Измерение параметра H_{Σ} применительно к какой-либо точке или части сечения стержня практически невозможно, поэтому обычно определяют усредненную по нейтральному сечению S стержня напряженность суммарного магнитного поля H_{Σ} через измерение суммарного магнитного потока Φ_{Σ} в сечении с помощью витка (или короткой катушки), соединенного с веберметром:

$$\bar{H}_{\Sigma} = \Phi_{\Sigma} / \mu_0 S. \quad (11)$$

Что же касается параметра H_i , то здесь в принципе невозможно экспериментальное определение его усредненного по сечению S значения, т.е. H_i , поскольку в лучшем случае может быть определено «внутреннее поле» только в тонком приповерхностном слое стержня (обозначим его H_i^*). Это обусловлено спецификой измерения «внутреннего поля», основанного на использовании равенства касательных составляющих вектора H_i на границе раздела сред «магнетик—воздух». Измеряя напряженность магнитного поля H_{Σ} [вне магнитного тела $M=0$ и в соответствии с (10) $H_{\Sigma}=H_i$] на различных расстояниях от поверхности стержня вблизи его нейтральной плоскости и экс-

траполируя ее на поверхность, получаем значение H_i^* .

Определение H_i^* может быть произведено с очень высокой точностью (например, за счет нелинейной экстраполяции H_{Σ} на поверхность), однако это не влияет на погрешность определения коэффициента N , обусловленную тем, что вместо желаемого параметра — усредненного по сечению S «внутреннего поля» (H_i) — приходится пользоваться параметром $H_i^* \neq H_i$. Другими словами, вместо соотношений параметров

$$\bar{H}_{\sigma} = \bar{H}_i - H_e; \quad (12)$$

$$\bar{M} = \bar{H}_{\Sigma} - \bar{H}_i; \quad (13)$$

$$\bar{N} = \bar{H}_{\sigma} / \bar{M} \quad (14)$$

приходится оперировать с уравнениями

$$H_{\sigma}^* = H_i^* - H_e; \quad (15)$$

$$M' = \bar{H}_{\Sigma} - H_i^*; \quad (16)$$

$$N' = H_{\sigma}^* / M'. \quad (17)$$

Из выражений (16) и (17) видно, что как намагниченность M' , так и коэффициент N' не относятся ни к сечению S в целом (как параметр H_{Σ}), ни к приповерхностным его областям (как величина H_i^*), а представляют собой искусственную комбинацию разнородных величин. Тем не менее, параметр N' , определяемый по формуле (17) на основе экспериментальных данных, нашел широкое применение на практике, по крайней мере для ферромагнитных сердечников в режиме намагничивания (на коммутационных кривых намагничивания) [6], когда параметры H_{σ} и M не сильно изменяются от точки к точке в пределах нейтрального сечения стержня.

В условиях резкой неоднородности магнитного поля использование коэффициентов N и K , отнесенных к объему тела или к какому-либо его сечению, теряет всякий смысл. Напротив, здесь полезными оказываются «точечные» параметры, т.е. коэффициенты, непосредственно определяемые выражениями (1), (2), (5) и (6). Рассмотрим, например, процессы перемагничивания в широко распространенной на практике системе «приставное устройство (ПУ) с П-образным магнитопроводом над ферромагнитным изделием» (рис. 3). Такая система характеризуется, во-первых, наличием двух ферромагнитных тел с существенно различными геометрическими параметрами и магнитными свойствами (в общем случае с нелинейностью и гистерезисом характеристик) и, во-вторых, резкой неоднородностью и непостоянством топографии магнитного поля в конт-

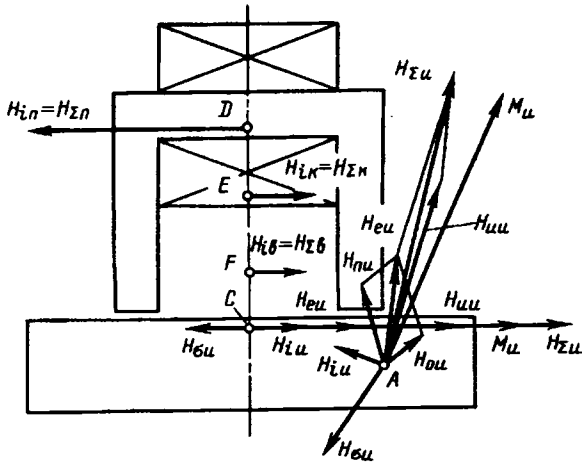


Рис. 3

ролируемом изделии при перемагничивании. Особенностью такой системы является также то, что во всех точках изделия, не лежащих в нейтральной плоскости системы, происходит «вращательное» перемагничивание магнетика.

Магнитное поле в любой точке рассматриваемой системы создается в общем случае током проводимости к катушке ПУ (напряженность поля H_0), магнитопроводом ПУ (H_p) и изделием (H_i), при этом суммарная напряженность магнитного поля

$$H_{\Sigma} = H_0 + H_p + H_i. \quad (18)$$

Для точек внутри магнетиков (для магнитопровода ПУ — индекс «п», для изделия — индекс «и») «внутренние поля» в соответствии с выражением (10) равны

$$H_{ip} = H_{\Sigma p} - M_p; \quad (19)$$

$$H_{ii} = H_{\Sigma i} - M_i, \quad (20)$$

где $H_{\Sigma p} = H_{0p} + H_{pp} + H_{ip}$ — напряженность поля в любой точке магнитопровода ПУ, равная векторной сумме напряженностей поля тока катушки ПУ (H_{0p}), самого магнитопровода (H_{pp}) и изделия (H_{ip}) в данной точке, а $H_{\Sigma i} = H_{0i} + H_{pi} + H_{ii}$ — напряженность поля в любой точке изделия, равная сумме напряженностей поля тока катушки ПУ (H_{0i}), магнитопровода (H_{pi}) и самого изделия (H_{ii}) в данной точке.

Таким образом, «внутреннее поле» в изделии (например, в точке А на рис. 3) запишется следующим образом:

$$H_{ip} = H_{0i} + H_{pi} + H_{ii} - M_i. \quad (21)$$

Сравнивая это уравнение с выражением (9), видим, что введение в рассмотрение дополнительно хотя бы одного магнитного тела (в данном случае магнитопровода ПУ в дополнение к кон-

тролируемому изделию) ставит вопрос о выделении в подобных выражениях для «внутреннего поля» составляющих, которые образуют «внешнее поле» H_e и «поле магнитных зарядов» («размагничивающее поле») H_{σ} . Нетрудно видеть, что здесь возможны различные варианты в зависимости от того, какая группа магнитных тел системы может быть представлена как «исследуемый магнетик». Например, если в системе из двух магнитных тел на рис. 3 «исследуемой» является вся группа тел «магнитопровод ПУ — изделие», то составляющие H_{pi} и H_{ii} в уравнении (21) образуют суммарную напряженность поля магнетиков (обоих тел) в изделии:

$$H_{m,i} = H_{pi} + H_{ii}. \quad (22)$$

Тогда «внешним» по отношению к магнетикам является только магнитное поле тока катушки ПУ ($H_{e1} = H_{0i}$), а «полем магнитных зарядов» (обозначим его для данного случая $H_{\sigma \Sigma i}$) будет

$$H_{\sigma \Sigma i} = H_{m,i} - M_i = H_{pi} + H_{ii} - M_i. \quad (23)$$

Поскольку магнитопровод ПУ вошел в «исследуемую» группу тел, то для любой точки внутри него по аналогии с уравнениями для изделия имеем

$$H_{ip} = H_{0p} + H_{pp} + H_{ip} - M_p, \quad (24)$$

или

$$H_{ip} = H_{ep} + H_{\sigma \Sigma p}. \quad (25)$$

Здесь составляющие H_{pp} и H_{ip} образуют суммарную напряженность поля от обоих магнетиков в магнитопроводе $H_{m,p} = H_{pp} + H_{ip}$, напряженность внешнего поля равна $H_{ep} = H_{0p}$, а «поле магнитных зарядов» —

$$H_{\sigma \Sigma p} = H_{m,p} - M_p = H_{pp} + H_{ip} - M_p. \quad (26)$$

В тех точках магнитных тел, где происходит «осевое» перемагничивание магнетика (на рис. 3 это точки в нейтральной плоскости системы), соответствующие коэффициенты размагничивания определяется выражениями

$$N_{i\Sigma} = H_{\sigma \Sigma i} / M_i; \quad (27)$$

$$N_{p\Sigma} = H_{\sigma \Sigma p} / M_p. \quad (28)$$

С другой стороны, если в рассматриваемой системе в качестве «исследуемого» магнетика выбрать только изделие, то вещество магнитопровода ПУ будет выступать в роли дополнительного (к току катушки ПУ) источника «внешнего» поля. В этом случае «внутреннее поле» в любой точке системы будет определяться общим выражением только с намагниченностью M_p изделия (рис. 3):

$$H_i = H_{\Sigma} - M_{и} = H_0 + H_{и} + H_{и} - M_{и}, \quad (29)$$

поскольку другие (кроме изделия) магнитные тела перестают быть «магнетиками» в смысле некоей среды с намагниченностью M и магнитной восприимчивостью — тензорной величиной $\langle \chi \rangle$, характеризующей соотношение векторов M и H_i в любой точке тела. Такие тела (в данном случае — магнитопровод ПУ) становятся просто источниками магнитного поля в виде фиктивных токов проводимости (в общем случае как поверхностных, так и объемных), полностью эквивалентирующих данные магнитные тела [2]. При этом «поле магнитных зарядов» в любой точке системы учитывает только напряженность магнитного поля изделия $H_{и}$, т. е.

$$H_{\sigmaи} = H_{и} - M_{и}, \quad (30)$$

а напряженность «внешнего» поля является суммой H_0 и $H_{п}$:

$$H_e = H_0 + H_{п}. \quad (31)$$

В данном случае коэффициент размагничивания будет характеризовать только магнетик изделия и определится для точек в его нейтральной плоскости выражением

$$N_{и} = H_{\sigmaи} / M_{и}. \quad (32)$$

Как видно из сравнения (23) и (30), (27) и (32), коэффициент размагничивания $N_{и}$ применительно к изделию как одиночному телу во внешнем магнитном поле, не равен коэффициенту $N_{и\Sigma}$ в том же изделии при учете «поля магнитных зарядов» магнитопровода ПУ.

Наиболее наглядно количественное соотношение между коэффициентами $N_{и}$ и $N_{и\Sigma}$ можно продемонстрировать на примере шара из изотропного магнетика, намагничиваемого в зазоре симметричного пермеаметра с однородным магнитным полем в месте расположения шара (рис. 4). В нижней части рисунка показаны векторные величины, характеризующие намагниченность в центре шара и все макроскопические параметры магнитного поля в этой точке. «Внутреннее поле» в шаре $H_{ии}$ всегда соответствует выражению (21), где $H_{0и}$, $H_{п.и}$ и $H_{и.и} = 2/3M_{и}$ — напряженности магнитного поля, создаваемого внутри шара соответственно катушкой пермеаметра (токами проводимости), его магнитопроводом и самим шаром, а $M_{и}$ — намагниченность шара; суммарная напряженность магнитного поля $H_{\Sigmaи}$ соответствует общему выражению (18) (верхняя группа вектора на рис. 4).

Если учитывать напряженность магнитного поля магнитопровода пермеаметра $H_{п.и}$ как соответствующую общей напряженности поля маг-

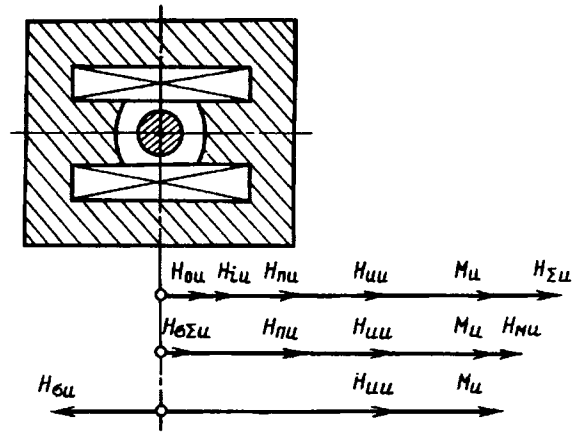


Рис. 4

нетиков $H_{м.и}$ в соответствии с (22), то «поле магнитных зарядов» равно $H_{\sigma\Sigmaи}$ в соответствии с формулой (23) (средняя группа векторов на рис. 4), а коэффициент размагничивания для точек внутри шара будет определяться выражением (27) [для точек внутри магнитопровода пермеаметра — соответственно формулой (28)]. В этом случае он не равен $-1/3$ и может принимать самые различные значения в зависимости от соотношения параметров $H_{п.и}$ и $H_{м.и}$ в процессе перемагничивания системы тел (на рис. 4 вектор $H_{\sigma\Sigmaи}$ направлен в сторону намагниченности $M_{и}$, поэтому здесь $N_{и\Sigma} > 0$). С другой стороны, если отнести параметр $H_{п.и}$ к составляющей внешнего по отношению к шару магнитного поля, то «поле магнитных зарядов» равно $H_{\sigmaи} = H_{и.и} - M_{и}$ (нижняя группа векторов на рис. 4), а коэффициент размагничивания будет относиться только к шару и определяться выражением (32), т. е. всегда будет равен $-1/3$.

Выделение «исследуемого» тела в системе с двумя и более магнитными телами приводит к необходимости коррекции известного закона полного тока в дифференциальной форме применительно к «внутреннему полю» в магнитостатике:

$$\text{rot } H_i = J_0, \quad (33)$$

где J_0 — объемная плотность токов проводимости.

Действительно, наличие в правой части уравнения (33) только плотности реальных токов проводимости однозначно диктует рассмотрение всех магнитных тел в системе как «исследуемых». Так, в любой точке магнетиков по рис. 3 и 4 (изделия и магнитопровода ПУ, шара и магнитопровода пермеаметра), если в них отсутствуют реальные токи проводимости, имеем

$$\text{rot } H_i = 0, \quad (34)$$

а коэффициенты размагничивания определяются соответствующими выражениями (27) и (28).

Для того чтобы получить универсальное (при-

годное для описания систем с любым соотношением магнитных тел в «исследуемой» и «намагничивающей» группах) выражение для закона полного тока, необходимо эквивалентировать фиктивными токами проводимости те магнитные тела, которые являются «намагничивающими» (наряду с реальными токами проводимости) по отношению к выделенному («исследуемому») телу (группе тел) [7]:

$$\operatorname{rot} \mathbf{H}_i = \mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_{\text{вн}}. \quad (35)$$

Здесь $\mathbf{J}_{\text{вн}}$ — объемная составляющая плотности фиктивного тока проводимости, эквивалентирующего «намагничивающие» тела. Например, в системе «ПУ-изделие» по рис. 3 с выделением изделия в качестве «исследуемого» тела формула (35) будет иметь вид

$$\operatorname{rot} \mathbf{H}_i = \mathbf{J}_0 + \mathbf{J}_{\text{вн}}, \quad (36)$$

где $\mathbf{J}_{\text{вн}} = \operatorname{rot} \mathbf{H}_n$ — объемная составляющая плотности тока проводимости¹ эквивалентирующего магнитопровод ПУ. При этом внутри изделия, например в точке C (рис. 3), $\mathbf{J}_0 = 0$ полагаем, что в изделии отсутствуют реальные токи проводимости), $\mathbf{J}_{\text{вн}} = 0$, поэтому $\operatorname{rot} \mathbf{H}_{in} = 0$; внутри сердечника магнитопровода (точка D) $\operatorname{rot} \mathbf{H}_{in} = \mathbf{J}_{\text{вн}}$ (при отсутствии в магнитопроводе реальных токов проводимости); внутри проводов катушки ПУ (точка E) $\operatorname{rot} \mathbf{H}_{ik} = \mathbf{J}_0$ (пренебрегаем магнитными свойствами материала провода катушки, т. е. полагаем $\mathbf{J}_{\text{вк}} = 0$); в воздухе (точка F) $\operatorname{rot} \mathbf{H}_{iv} = 0$.

Разумеется, если в качестве «исследуемой» выступает вся группа тел системы, то $\mathbf{J}_{\text{вн}} = 0$ и уравнение (35) преобразуется в формулу (33). Последняя, таким образом, является частным случаем уравнения (35).

Коэффициенты размагничивания в системах с резко неоднородным магнитным полем внутри магнетика являются, как показывают исследования, нелинейной неоднозначной функцией «внутреннего поля» и обладают гистерезисом при перемагничивании. Например, в системе на рис. 3 перемагничивание изделия происходит послойно [8], а при определении параметров магнитного поля в режиме остаточного намагничивания часто наблюдается ярко выраженный эффект «статического саморазмагничивания» [9]. Последний заключается в том, что приповерхностные слои изделия, расположенные при намагничивании в межполюсном пространстве магнитопровода, при остаточном намагничении в отсутствие ПУ (когда

ток в катушке ПУ включен и само ПУ удалено от изделия) испытывают размагничивающее действие более удаленных намагниченных частей изделия (аналогичные явления происходят даже в случае перемагничивания однородным продольным внешним магнитным полем цилиндрических стержней из изотропного магнетика [10]).

При этом «внутреннее поле» H_{id} в приповерхностной зоне намагниченного изделия оказывается близким по значению к коэрцитивной (задерживающей) силе по намагниченности h_{cm} материала или даже может быть больше, чем h_{cm} (рабочая точка на кривых перемагничивания, характеризующая состояние магнетика при остаточном намагничении в отсутствие ПУ, находится вблизи $-h_{cm}$ во втором либо в третьем квадранте координатной плоскости $M; H_i$).

В зависимости от степени «саморазмагничивания» изделия коэффициент N_{in} , характеризующий изделие как «исследуемое» тело в состоянии его остаточного намагничивания в отсутствие ПУ (N_{id}), для точки C на рис. 3 может принимать различные значения в интервалах от некоторого отрицательного значения, соответствующего слабому эффекту «саморазмагничивания» (рабочая точка на кривых перемагничивания находится во втором квадранте; полное отсутствие эффекта «саморазмагничивания» имеет место, по-видимому, только в эллипсоидах вращения при перемагничивании их однородным внешним магнитным полем), до $-\infty$ и от $+\infty$ до положительного значения, соответствующего максимальному эффекту «саморазмагничивания» (рабочая точка — в третьем квадранте).

Поскольку данный эффект зависит в основном от соотношения размеров изделия и других элементов системы по рис. 3, то, изменяя это соотношение (например за счет подбора ПУ под конкретное изделие с известными размерами), можно получать нужное в указанном интервале значение N_{id} . В частности, если $N_{id} = \pm \infty$, то «внутреннее поле» равно (по модулю) коэрцитивной силе материала изделия, что может быть использовано для точного определения h_{cm} . Для этого достаточно определить экстраполяцией на поверхность «внутреннее поле» H_{id} в отсутствие ПУ либо измерить касательную составляющую суммарной напряженности поля у поверхности изделия при его перемагничивании с помощью ПУ в момент, когда напряженность поля оказывается одинаковой в различных точках над поверхностью изделия в межполюсном пространстве ПУ [11].

Экспериментальные исследования показывают, что указанная напряженность поля и параметр H_{id} практически всегда равны друг другу для одного и того же ПУ и изделия, а при соблюдении

¹ Следует иметь в виду, что объемная плотность тока \mathbf{J}_v , равная $\operatorname{rot} \mathbf{M}$ в рассматриваемой точке магнетика, не связана непосредственно с неоднородностью намагниченности по сечению тела; например, при намагничивании кольцевого сердечника до насыщения намагниченность по сечению кольца постоянна, но $\operatorname{rot} \mathbf{M} \neq 0$ [2].

условия $N = \pm \infty$ равны также коэрцитивной силе изделия. Последнее обстоятельство используется для контроля ферромагнитных изделий по коэрцитивной силе, в частности на предельной кривой перемагничивания (петле гистерезиса) $-H_{см}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Поливанов К.М. Теория электромагнитного поля (Теоретические основы электротехники, т. 3). — М.: Энергия, 1975.
2. Захаров В.А. Магнитостатика систем с ферромагнетиками. — Свердловск: УНЦ АН СССР, 1986.
3. Янус Р.И., Обухов В.С., Шубина Л.А. Новая высокочувствительная схема для заводского контроля пруткового и листового материала по магнитной проницаемости. — ЖТФ, 1941, 11, вып. 10.
4. Захаров В.А. О физическом смысле и пределах изменения коэффициента намагничивания K . — УНЦ АН СССР, Свердловск, 1980. Деп. в ВИНТИ, 1980, № 5202—80.
5. Янус Р.И. О коэффициентах размагничивания ферромагнитных стержней / В кн.: Сборник, посвященный семидесятилетию акад. А.Ф. Иоффе. — М.: АН СССР, 1950.
6. Антонов В.Г., Чечурнина Е.Н. Способы экспериментального определения коэффициентов размагничивания ферромагнитных стержней. — Труды метролог. ин-тов СССР, 1974, вып. 152 (212).
7. Захаров В.А. Макроскопические уравнения стацио-

нарных полей в электромагнетизме. УНЦ РАН, Екатеринбург, 1995. Деп. в ВИНТИ, 1995, № 1574—В95.

8. Захаров В.А. К теории приставных магнитных устройств с магнитопроводом. — Дефектоскопия, 1978, № 3.

9. Захаров В.А. О коэффициентах намагничивания и размагничивания ферромагнитных тел. — Электричество, 1991, № 10.

10. Зацепин Н.Н., Чернышев А.В., Гусак Н.О. Распределение намагниченности в поликристаллическом ферромагнетике с большим размагничивающим фактором. — Дефектоскопия, 1980, № 2.

11. Пат. 2035745 РФ. Приставное устройство коэрцитиметра / А.И. Ульянов, В.А. Захаров, Э.Ф. Мерзляков, С.А. Воронов. — Опул. в БИ, 1995, № 14.

[31.07.95]

Автор: Захаров Владимир Анатольевич окончил радиотехнический факультет Уральского политехнического института в 1966 г. В 1972 г. в Институте физики металлов УНЦ АН СССР защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование способов измерения коэрцитивной силы на феррозондовом коэрцитиметре с приставным электромагнитом». Заместитель директора по научной работе Физико-технического института Уральского отделения РАН (г. Ижевск).

Топологический синтез оптимальных формул для преобразования полного электрического многоугольника в эквивалентную звезду

ФИЛАРЕТОВ В.В.

Предложена методология синтеза формул, не содержащих операций извлечения квадратного корня, для преобразования полного n -угольника в n -лучевую звезду через n независимых параметров одноконтурного ядра. Разработанная методология обобщена на случай многоконтурных ядер для синтеза формул с минимальным количеством операций извлечения квадратного корня.

Ключевые слова: преобразование многоугольника в звезду, ядро многоугольника, топологический определитель контура

Краткая историческая справка и базовые соотношения. Исходной точкой в развитии обсуждаемого вопроса была работа А. Кеннелли [1], посвященная преобразованию электрической звезды в треугольник и обратно. Только спустя четверть века последовали обобщения «прямого преобразования», т. е. перехода от параметров n -лучевой звезды к $n(n-1)/2$ параметрам n -угольника [2, 3]. В [4, 5] впервые были определены

A methodology is proposed for a synthesis of formulae without square root extraction operations for a transformation a complete n -polygon into a n -ray star through n independent parameters of a monoloop kernel. The methodology developed is generalized for the case of multiloop kernels for a synthesis of formulae with a minimum number of square root extraction operations.

Key words: transformation electrical polygon into equivalent star, multiloop kernel, topological loop determinant

условия возможности проведения «обратного преобразования» в общем случае, сформулированные для контуров многоугольника, содержащих четыре ветви. Данные условия, как замечено в [6], имеют формальное сходство с условием равновесия моста Уитстона.

Новиков А.П. принципиально решил задачу обратного преобразования [7], предложив формулы для расчета проводимостей эквивалентной

звезды:

$$y_i = N_i N_\Sigma, \quad i=1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

$$\text{где } N_\Sigma = \sum_{i=1}^n N_i.$$

Коэффициенты N_i впоследствии были названы постоянными узлов многоугольника, имеющего эквивалентную звезду [8]. Новиков А.П. находил постоянную узла N_i через проводимости двух ветвей, инцидентных рассматриваемому узлу i , и проводимость ветви y_{kj} , дополняющей указанные ветви до треугольника ветвей или 3-контура:

$$N_i = \sqrt{y_{ij} y_{ik} / y_{kj}}. \quad (2)$$

Им же было доказано положение о зависимости проводимости y_{kj} от проводимостей других ветвей, входящих в контур, имеющий четное количество ветвей (четный контур):

$$y_{kj} = T'_{kj} / T''_{kj}, \quad (3)$$

где T'_{kj} (T''_{kj}) — произведение проводимостей нечетных (четных) по порядку ветвей в пути от узла k в узел j .

Вскоре, почти одновременно, были опубликованы формулы для преобразования n -угольника в n -лучевую звезду, не содержащие радикалов [6, 9]. Эти формулы по существу являются модификацией формул (1) с учетом тождества

$$N_i N_j = y_{ij}, \quad (4)$$

где N_i и N_j — постоянные узлов, инцидентных ветви с проводимостью y_{ij} .

Модифицированные формулы имеют вид

$$y_i = N_i^2 + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^n y_{ik}, \quad i=1, 2, \dots, n. \quad (5)$$

Кроме прямых формул (1) и (5), в разное время предлагались так называемые формулы пересчета, предусматривающие переход от одной из проводимостей n -лучевой звезды к $n-1$ другим проводимостям [9, 10]. При этом исходную проводимость можно найти по формуле (5). Следует обратить внимание на то, что формулы (1) выгодно отличаются с вычислительной точки зрения от формул пересчета и, тем более от формул (5), наличием общего множителя N_Σ , получаемого один раз и используемого при нахождении всех проводимостей эквивалентной звезды.

Понятие ядра многоугольника и формулы преобразования, лишённые избыточности. В общем случае всем рассмотренным формулам присуща избыточность, т. е. они не позволяют выполнить переход от n каких-либо независимых проводи-

мостей n -угольника к проводимостям n -лучевой звезды, минуя использование значений некоторых или всех из оставшихся $n(n-3)/2$ проводимостей n -угольника. Замечательно, что применение безызыточных формул по существу делает излишней трудоемкую процедуру исследования параметров многоугольника на предмет его преобразования в звезду, поскольку это всегда возможно при наличии у звезды того или иного количества дополнительных элементов [8—11].

Подсхема, включающая n независимых проводимостей n -угольника (обязательно покрывающая все его узлы), называется ядром n -угольника или просто ядром. В топологической интерпретации ядро может содержать один или несколько контуров, каждый из которых включает нечетное количество ветвей (нечетных контуров) [12]. В последнем случае ядро многоугольника образуется несколькими изолированными друг от друга частями-подсхемами, в каждой из которых имеется один и только один контур. Узлы, принадлежащие нечетным контурам, будем называть контурными — в отличие от оставшихся неконтурных узлов ядра. Примеры одно-, двух- и трехконтурных ядер 9-угольника изображены на рис. 1—3. Оставшиеся (зависимые) 27 ветвей 9-угольника на рисунках не показаны. Параметры ветвей этих ядер a_1, a_2, \dots, a_9 соответствуют проводимостям ветвей 9-угольника согласно используемой нумерации узлов.

Как видно, относящиеся к той или иной изолированной части ядра (далее компоненте) не-

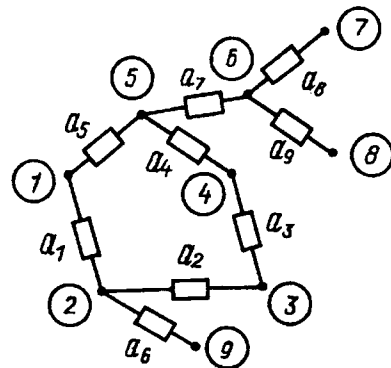


Рис. 1

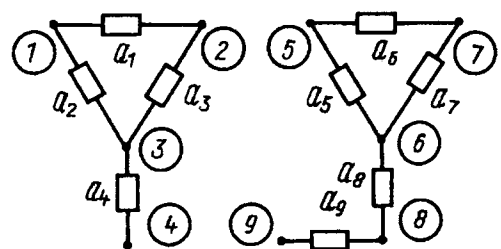


Рис. 2

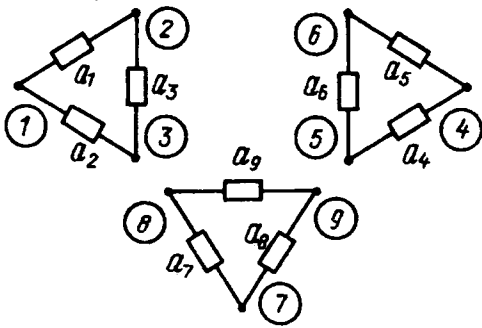


Рис. 3

контурные узлы связываются с контуром этой компоненты посредством неконтурных ветвей. Такие ветви образуют топологические объекты вида висячих ветвей, последовательностей ветвей, являющихся путями, а также древовидных конфигураций ветвей (см. рис. 1 и 2). В частном случае неконтурные ветви могут отсутствовать в одной из компонент или вообще ядро может не иметь таких ветвей (см. рис. 3).

Узлы ядра удобно классифицировать по уровням их расположения относительно соответствующего контура. Так, контурные узлы считаются находящимися на нулевом уровне. Неконтурные узлы первого, второго и т. д. уровня достижимы из узлов нулевого уровня посредством пути из одной, двух и т. д. ветвей ядра. Неконтурные узлы i -го уровня достижимы из неконтурных узлов $(i-1)$ -го уровня посредством одной ветви. Неконтурные узлы, принадлежащие уровням с четными (нечетными) номерами будем называть четными (нечетными) узлами ядра. Например, ядро на рис. 1 включает два нечетных узла 6 и 9, а также два четных узла 7 и 8.

Постоянную узла i , принадлежащего любому контуру ядра, можно вычислить по формуле (2), предварительно получив проводимость y_{kj} из формулы (3), как входящую в четный контур, который образован также ветвями рассматриваемого нечетного контура, за исключением ветвей y_{ij} и y_{ik} .

Постоянные неконтурных узлов рассматриваемой компоненты можно вычислить через постоянные контурных узлов на основе соотношения (4). Постоянная неконтурного узла i будет при этом зависеть от четности его уровня по отношению к соответствующему контуру и находиться по одной из двух формул:

$$N_i = B_i / N_j, \quad i \in \alpha \tag{6}$$

или

$$N_i = N_j / B_i, \quad i \in \beta. \tag{7}$$

Здесь N_j — постоянная контурного узла j , из

которого достигим узел i ; $\alpha(\beta)$ — множество нечетных (четных) неконтурных узлов; B_i — вес пути от узла j к узлу i , равный отношению произведения проводимостей нечетных по порядку ветвей к произведению проводимостей ветвей, четных по порядку, этого пути

$$B_i = T'_i / T''_i. \tag{8}$$

Заметим, что в случае пути, содержащего только одну ветвь y_{ij} , формула (8) принимает вид $B_i = y_{ij}$.

Аналогично можно поступить при расчете постоянных контурных и неконтурных узлов остальных компонент. Это значит, что формулы (1) являются, в отличие от других известных формул, общими, поскольку применимы не только к одноконтурным (связным) ядрам, но и к произвольным несвязным ядрам. Может привлечь внимание тот факт, что формулы (5) неоднократно публиковались повторно в нашей стране и за рубежом [9, 13, 14]. В то же время нам не известны зарубежные публикации, в которых был бы использован или повторен результат А.П. Новикова (1). Вполне вероятно, что другие исследователи приходили к этому результату, но наличие n операций извлечения квадратного корня делало формулы (1) весьма неудобными для вычислений, что справедливо отмечается в [9]. Таким образом, общее решение задачи преобразования многоугольника в звезду, данное А.П. Новиковым, до сих пор не было оценено по достоинству.

Многообразие ядер порождает множество решений обсуждаемой задачи преобразования. Например, количество только тех ядер, которые являются связными подсхемами многоугольника, сопоставимо с числом его деревьев, равным, как известно, n^{n-2} . Математически законченное решение для конкретного ядра должно получаться каждый раз на основе формул (1) в результате трудоемких преобразований, связанных с применением формул (2), (3), (6) и (7). Такой подход нельзя признать удовлетворительным, но фактически он отражает современный уровень решения задачи преобразования многоугольника в звезду.

Целью данной статьи является синтез оптимальных формул для нахождения параметров эквивалентной звезды по любым независимым параметрам многоугольника. При этом полностью исключаются промежуточные выкладки, предусматривающие использование формул (1) и их последующие оптимизирующие преобразования. Синтез называется топологическим, поскольку получение искомых выражений для проводимостей лучей звезды выполняется на основе анализа контуров и путей в структуре выбранного ядра.

Под оптимальностью формул здесь понимается отсутствие в них избыточности и наименьшая трудоемкость по количеству требуемых вычислительных операций (прежде всего операций извлечения квадратного корня) среди известных формул. Объектом методологии синтеза являются как одноконтурные, так и многоконтурные ядра, что снимает существующие ограничения в использовании преобразования «многоугольник — звезда» при электротехнических расчетах и может сделать это преобразование более привлекательным для специалистов.

Топологические формулы и принципы синтеза для одноконтурных ядер. Первоначально рассмотрим ядро в виде нечетного n -контур, проходящего через все узлы многоугольника с нечетным числом узлов n . Проводимости звезды находятся в этом случае с помощью топологических формул [12]:

$$y_i = D/d^i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (9)$$

где D — определитель n -контур, а знаменатель d^i здесь будем называть дополнением определителя i -го узла n -контур.

Определитель n -контур можно найти по формуле

$$D = \sum_{i=1}^n D^i. \quad (10)$$

Здесь D^i , называемое определителем i -го узла n -контур, представляет собой произведение $(n+1)/2$ сомножителей. Первые два из них являются значениями проводимостей пары ветвей контур, инцидентных узлу i . Оставшиеся $(n-3)/2$ сомножителей соответствуют проводимостям тех ветвей контур, которые несмежны друг другу и ветвям, учитываемым в первых двух сомножителях данного слагаемого.

Для получения дополнения определителя i -го узла n -контур d^i необходимо образовать новый $(n-2)$ -контур путем стягивания ветвей, инцидентных узлу i . Искомое дополнение является произведением $(n-1)/2$ сомножителей и равно определителю объединенного (в результате стягивания ветвей) узла $(n-2)$ -контур. С другой стороны, зная определитель i -го узла n -контур, можно найти его дополнение по формуле

$$d^i = L/D^i, \quad (11)$$

где L — произведение проводимостей ветвей n -контур.

При $n=3$ топологическое правило нахождения дополнения определителя узла вырождается и значение дополнения следует принять равным проводимости ветви, превратившейся в петлю в ре-

зультате стягивания смежных ветвей. Иными словами, дополнение определителя узла 3-контур равно проводимости противоположной ветви, что согласуется с формулами Кеннелли.

Как видно, формулы (9) соединяют в себе полезные свойства формул (1) и (5), т. е. наличие общего множителя D при нахождении проводимостей лучей звезды и отсутствие радикалов. Поэтому следует идти по пути обобщения формул (9) для произвольного одноконтурного ядра. Представим такое ядро в виде нечетного p -контур (множество узлов ρ) и $n-p$ неконтурных ветвей.

С использованием введенных выше топологических понятий из формул (2) и (3) получается топологическая формула для постоянной контурного узла i :

$$N_i = \sqrt{D^i/d^i}. \quad (12)$$

Учитывая формулу (12) в формулах (6) и (7), можно записать топологическое выражение для общего множителя при постоянных узлах в формулах (1):

$$N_{\Sigma} = \sum_{i \in \rho} \sqrt{D^i/d^i} + \sum_{i \in \alpha} B_i \sqrt{d^i/D^i} + \sum_{i \in \beta} \sqrt{D^i/(B_i \sqrt{d^i})}, \quad (13)$$

где B_i — вес пути от одного из контурных узлов к узлу i .

Отсюда с учетом соотношений (10) и (11) нетрудно прийти к топологическим формулам, эквивалентным формулам (1), но без радикалов, в виде рациональной дроби:

$$y_i = \Delta/\delta^i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (14)$$

где

$$\Delta = D + \sum_{i \in \alpha} d^i B_i + \sum_{i \in \beta} D^i/B_i; \quad (15)$$

$$\delta^i = \begin{cases} d^i, & i \in \rho; \\ D^i/B_i, & i \in \alpha; \\ d^i B_i, & i \in \beta. \end{cases} \quad (16)$$

Смысл обозначений d^i и D^i в формулах (15) и (16) несколько отличается от содержания аналогичных обозначений в формулах (9) и (10), что обусловлено стремлением избежать усложнения выражений номерами контурных узлов. Здесь d^i и D^i обозначают дополнение определителя и определитель контурного узла, в котором начинается путь к узлу i . Величины Δ и δ^i будем называть определителем и дополнением определителя i -го узла для ядра n -го порядка. Эти топологические понятия обобщают ранее введенные понятия контурного определителя D и до-

полнения его к i -му узлу на случай произвольного одноконтурного ядра.

Формулы (15) и (16) содержат операции деления, причем в качестве делителей используются проводимости исключительно неконтурных ветвей. Поэтому преобразовать числитель и знаменатель дроби (14) в полиномы можно умножением на произведение проводимостей всех неконтурных ветвей ядра A . С учетом соотношения (8) пара формул, альтернативная формула (15) и (16), имеет вид

$$\Delta = DA + \sum_{i \in \alpha} d^i (T_i')^2 A^i + \sum_{i \in \beta} D^i (T_i'')^2 A^i; \quad (17)$$

$$d^i = \begin{cases} d^i A, & i \in \rho; \\ D^i (T_i'')^2 A^i, & i \in \alpha; \\ d^i (T_i')^2 A^i, & i \in \beta. \end{cases} \quad (18)$$

В формулах (17) и (18) использованы дополнительные обозначения: A^i — произведение проводимостей тех неконтурных ветвей ядра, которые не входят в путь от контурного узла к узлу i ; T_i' (T_i'') — произведение проводимостей нечетных (четных) ветвей в пути от контурного узла к узлу i . Очевидно, что

$$A^i = A / (T_i' T_i'').$$

Заметим, что если в ядре отсутствуют неконтурные ветви, не входящие в рассматриваемый путь, то $A^i = 1$. При отсутствии в ядре неконтурных узлов ($A=1$) формулы (15), (17) и (16), (18) становятся идентичными числителю и знаменателю формул (9).

Итак, для расчета проводимостей эквивалентной звезды предлагается три типа прямых топологических формул, лишенных избыточности: 1) подформулы (1) и (13); 2) подформулы (14), (15), (16); 3) подформулы (14), (17), (18). Количество аддитивных операций (сложений) во всех типах формул одинаково и равно $n-1$. Формулы первого типа содержат p операций извлечения квадратного корня. В числе операций названных типов формул преобладают мультипликативные операции (умножения и деления). Количество таких операций зависит от структуры выбранного ядра, которая по этой причине в значительной степени определяет целесообразность применения того или иного типа формул. Тем не менее, можно высказать некоторые рекомендации общего характера.

В качестве минимальных по сложности вычислений следует рассматривать формулы второго типа. Формулы первого типа по количеству требуемых мультипликативных операций приближаются к формулам второго типа. Формулы третьего

типа содержат только n операций деления, но в целом число мультипликативных операций в этих формулах, как правило, значительно превышает аналогичные показатели формул первых двух типов. Дальнейшая оптимизация выражений числителей, синтезированных по формулам (15) и (17), возможна с помощью алгоритма вынесения за скобки символа, имеющего максимальный показатель участия [15]. Количество операций сложения при этом не изменяется, а число умножений и делений может сократиться в несколько раз.

Топологические соотношения (14)–(18) обеспечивают синтез выражений, лишенных иррациональностей и претендующих на использование в качестве оптимальных формул для нахождения проводимостей эквивалентной звезды по n проводимостям любых одноконтурных ядер n -угольника. Указанные ниже принципы синтеза оптимальных формул отражают основные свойства этих соотношений, облегчая их восприятие.

1. Принцип инвариантности к ядру. Все формулы, независимо от выбранного ядра, представляются в виде дроби (14), числителем которой является определитель ядра, а знаменателем — дополнение определителя рассматриваемого узла.

2. Принцип суперпозиции вклада узлов в определитель ядра. Согласно выражениям (10), (15) и (17) определитель узла i равен D^i или AD^i (i — контурный узел), $d^i B_i$ или $d^i (T_i')^2 \times A^i$ (i — неконтурный нечетный узел), D^i/B_i или $D^i (T_i'')^2 A^i$ (i — неконтурный четный узел).

3. Принцип дуальности топологических объектов ядра. Под топологическими объектами понимаются подсхемы ядра, используемые при синтезе оптимальных формул. Дуальными являются прежде всего такие пары топологических объектов, как множества ветвей, соответствующих определителю контурного узла и его дополнению; множества нечетных и четных ветвей в пути от контура к рассматриваемому узлу, нечетный и четный неконтурные узлы. Из этих простейших соответствий вытекают более сложные дуальные соответствия между определителем неконтурного узла ядра и его дополнением, между определителями нечетных и четных узлов и, наконец, между формулами пар (15) и (16), (17) и (18). Знание этого принципа позволяет, в частности, помнить только одну из формул пары (15) или (16), (17) или (18). Вторая формула получается заменой обозначений на дуальные им: $d^i \leftrightarrow D^i$, $T_i' \leftrightarrow T_i''$, $B_i \leftrightarrow 1/B_i$.

4. Принцип четности-нечетности уровней неконтурных узлов. Одноконтурное ядро многоугольника, подобно Солнечной системе, имеет планетарную структуру. Центром или нулевым уровнем этой структуры является контур ядра.

Неконтурные узлы занимают первый, второй и т. д. уровни в соответствии с их очередностью в путях, исходящих из контурных узлов. Принцип четности-нечетности ставит определители узлов и их дополнения в зависимость от четности уровня, на котором размещается узел [см. формулы (15)—(18)].

Декомпозиция ядра и обобщения топологических формул. В случае ядер, имеющих более одного контура, невозможен синтез формул, лишенных иррациональностей. Это обусловлено тем, что размыкание всех контуров, кроме одного, необходимого для реализации предложенной выше методологии синтеза рациональных формул, не позволяет ограничиться выражением (3), а требует нахождения проводимости y_{ij} , соединяющей узлы i и j различных контуров их соотношений (4) и (12). Следовательно, в дальнейших выкладках y_{ij} будет участвовать в виде иррациональной величины. С другой стороны, из этого вытекает, что количество операций извлечения квадратного корня может быть уменьшено по сравнению с формулами первого традиционного типа до числа компонент ядра ν . Далее обсуждаются формулы преобразования многоугольника в звезду с минимальным количеством радикалов.

Первоначально рассмотрим специальный случай, когда ядро представляет собой совокупность ν нечетных контуров. Компонентам ядра присвоим порядковые номера от 1 до ν . Соответствие узлов компонентам будем задавать вектором W размерности n , отображающим порядковые номера узлов ядра в номера его компонент, которым принадлежат эти узлы.

Как и ранее, для получения оптимальных формул используем соотношения (1) в топологической интерпретации. Постоянные узлов каждой компоненты-контура находятся с помощью выражения (12). Отсюда с учетом формулы (10) может быть получена сумма постоянных узлов, принадлежащих i -й компоненте, в виде

$$N_{\Sigma}^i = D_i / \sqrt{L_i}, \quad (19)$$

где D_i и L_i — контурный определитель и произведение проводимостей ветвей i -го контура.

Суммируя выражения (19) для всех компонент, имеем

$$N_{\Sigma} = \frac{1}{\sqrt{L_n}} \sum_{i=1}^{\nu} D_i \theta_i, \quad (20)$$

где

$$L_n = \prod_{i=1}^{\nu} L_i; \quad (21)$$

$$\theta_i = \sqrt{L_n / L_i}. \quad (22)$$

Параметр θ_i назовем коэффициентом связи

i -го контура с остальными контурами.

Если повторно применить формулу (10) к слагаемым выражения (20), то можно найти постоянную i -го узла в виде

$$N_i = D_{w_i}^i / \sqrt{L_{w_i}}. \quad (23)$$

Используя (20) и (23) в формулах (1), а также приняв во внимание соотношение (11), получаем выражения для проводимостей лучей звезды:

$$y_i = \Delta / \delta^i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (24)$$

где

$$\Delta = \sum_{i=1}^{\nu} D_i \theta_i; \quad (25)$$

$$\delta^i = a_{w_i}^i \theta_{w_i}. \quad (26)$$

Здесь $a_{w_i}^i$ — дополнение контурного определителя i -го узла, принадлежащего компоненте с номером w_i .

Сумму постоянных узлов для ядра общего вида можно рассчитать по формуле

$$N_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{\nu} N_{\Sigma}^i, \quad (27)$$

где N_{Σ}^i — сумма постоянных узлов i -й компоненты, определяемая по формуле (13).

Если в качестве общего знаменателя i -го слагаемого формулы (27) использовать произведение проводимостей L_i контурных ветвей i -й компоненты, то знаменателем N_{Σ} будет L_n , рассчитываемое по формуле (21). Далее поступаем как при выводе формул (14) и получаем формулы преобразования многоугольника в звезду вида (24), в которых

$$\Delta = \sum_{i=1}^{\nu} \Delta_i \theta_i; \quad (28)$$

$$\delta^i = \delta_{w_i}^i \theta_{w_i}. \quad (29)$$

Здесь Δ_i и $\delta_{w_i}^i$ — определитель и дополнение определителя i -го узла соответственно i -й и w_i -й компонент, рассчитываемые по формулам (15) и (16).

Для вывода полиномиальных формул Δ и δ^i умножаются на коэффициент

$$A_n = \prod_{i=1}^{\nu} A_i,$$

где A_i — произведение проводимостей неконтурных ветвей i -й компоненты.

При этом значение дроби (24) не изменится.

После несложных алгебраических преобразований с учетом формулы (8) выражения для Δ и δ^i принимают вид

$$\Delta = \sum_{i=1}^y \Delta_i \theta_i \psi_i; \quad (30)$$

$$\delta^i = \delta_{w_i}^i \theta_{w_i} \psi_{w_i}. \quad (31)$$

Здесь Δ_i и $\delta_{w_i}^i$ рассчитываются по формулам (17) и (18):

$$\psi_i = A_{\Pi} / A_i. \quad (32)$$

Параметр ψ_i назовем коэффициентом связи неконтурных ветвей i -й компоненты с неконтурными ветвями остальных компонент.

Таким образом, принцип декомпозиции многоконтурного ядра предусматривает:

- 1) анализ его компонент на основе формул (10) и (11) или (15) и (16), или (17) и (18);
- 2) расчет коэффициентов связи компонент по формулам (22) или (22) и (32);
- 3) объединение результатов анализа компонент в соответствии с формулами (25) и (26) или (28) и (29), или (30) и (31);
- 4) применение формул (24) для нахождения искомых проводимостей звезды.

Примеры синтеза оптимальных формул.

Получим проводимости 9-звезды, эквивалентной полному 9-угольнику, используя ядра, изображенные на рис. 1—3.

1. *Одноконтурное ядро* (см. рис. 1). Параметры ядра a_i , $i=1, 2, \dots, 9$ имеют соответственно следующие значения (в сименсах): 0,56; 0,72; 0,9; 1,1; 0,77; 1,28; 1,32; 1,56; 1,68. Применяя выражения (14)—(16), можно представить искомые формулы второго типа в виде последовательности подформул:

$$\left. \begin{aligned} D &= a_1[a_3(a_4+a_5)+a_2a_4]+a_2a_5(a_3+a_4), \\ \delta^6 &= a_1a_3, \delta^9 = a_3a_5, D^7 = a_4a_5a_2, D^8 = D^7, \\ B_6 &= a_7, B_9 = a_6, B_7 = a_7/a_8, B_8 = a_7/a_9, \\ \Delta &= D + \delta^6 B_6 + \delta^9 B_9 + D^7/B_7 + D^8/B_8, \\ \delta^5 &= \delta^6, \delta^1 = a_2 a_4, \delta^2 = \delta^9, \delta^3 = a_1 a_4, \delta^4 = a_2 a_5, \\ \delta^i &= \delta^i, \quad i = 1, 2, \dots, 5; \\ D^6 &= D^7, D^9 = a_1 a_2 a_4, \delta^6 = D^6/B_6, \delta^9 = D^9/B_9, \\ \delta^7 &= \delta^6, \delta^8 = \delta^6, \delta^7 = \delta^7 B_7, \delta^8 = \delta^8 B_8, \\ y_i &= \Delta/\delta^i, \quad i = 1, 2, \dots, 9. \end{aligned} \right\} (33)$$

Вычисления по формулам (33) с восемью значащими цифрами приводят к вектору проводимостей эквивалентной звезды (в сименсах): $Y = \{7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 16\}$. Элементы вектора Y упорядочены в соответствии с номерами индексов при символе y . Следует отметить, что в [12] была получена лучевая схема с такими же

параметрами в результате преобразования 9-угольника, ядром которого служил 9-контур. Формулы (33) содержат 33 мультипликативные операции. Использование для решения данного примера формул первого и третьего типов требует соответственно 35 и 56 таких операций. Формулы первого типа включают, кроме того, 5 операций извлечения квадратного корня. Заметим, что для получения точных значений проводимостей по формулам третьего типа восьми десятичных знаков оказалось недостаточно и погрешность вычисления составила две единицы седьмого разряда.

2. *Ядро в виде трех контуров* (см. рис. 3). Параметры ядра a_i , $i = 1, 2, \dots, 9$ имеют соответственно следующие значения (в сименсах): 0,56; 0,63; 0,72; 1,1; 1,2; 1,32; 1,82; 2,08; 2,24. Компонентам ядра присвоим слева направо номера 1, 2 и 3. Тогда $W = \{1, 1, 1, 2, 2, 2, 3, 3, 3\}$. Используя выражения (24)—(26), можно представить искомые формулы в виде последовательности подформул:

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= a_1(a_2+a_3)+a_2a_3, \Delta_2 = a_4(a_5+a_6)+a_5a_6, \\ \Delta_3 &= a_7(a_8+a_9)+a_8a_9, L_1 = a_1a_2a_3, L_2 = a_4a_5a_6, \\ L_3 &= a_7a_8a_9, \theta_1 = \sqrt{L_2L_3}, \theta_2 = \sqrt{L_1L_3}, \theta_3 = \sqrt{L_1L_2}, \\ \Delta &= \Delta_1 \theta_1 + \Delta_2 \theta_2 + \Delta_3 \theta_3, d_1^1 = a_3, d_1^2 = a_2, \\ d_1^3 &= a_1, d_2^4 = a_6, d_2^5 = a_5, d_2^6 = a_4, d_2^7 = a_9, \\ d_3^8 &= a_8, d_3^9 = a_7, \delta^i = \delta_{w_i}^i \theta_{w_i}, \quad i = 1, 2, \dots, 9; \\ y_i &= \Delta/\delta^i, \quad i = 1, 2, \dots, 9. \end{aligned} \right\} (34)$$

Как видно, в формулах (34) требуется 3 операции извлечения квадратного корня и 36 мультипликативных операций. Формулы (1) и (12) содержат в этом случае соответственно 9 и 27 операций. Для получения точных значений проводимостей 9-звезды (вектор Y) формулы обоих типов позволяют ограничиться расчетами с восемью десятичными знаками.

3. *Двухконтурное ядро с неконтурными ветвями* (см. рис. 2). Параметры ядра a_i , $i=1, 2, \dots, 9$ имеют соответственно следующие значения (в сименсах): 0,56; 0,63; 0,72; 0,9; 1,32; 1,43; 1,56; 1,68; 2,24.левой (правой) компоненте ядра присвоим первый (второй) номера. Отсюда $W = \{1, 1, 1, 1, 2, 2, 2, 2, 2\}$. Выражения (24), (28), (29) позволяют представить искомые формулы второго типа в виде последовательности подформул:

$$\left. \begin{aligned} \Delta_1 &= a_1(a_2+a_3+a_4)+a_2a_3, \\ \Delta_2 &= a_5(a_6+a_7+a_7a_8/a_9)+a_6(a_7+a_8), \\ \theta_1 &= \sqrt{a_5a_6a_7}, \theta_2 = \sqrt{a_1a_2a_3}, \Delta = \Delta_1 \theta_1 + \Delta_2 \theta_2, \\ \delta_1^1 &= a_3, \delta_1^2 = a_2, \delta_1^3 = a_1, \delta_1^4 = a_2 a_3/a_4, \\ \delta_2^5 &= a_7, \delta_2^6 = a_6, \delta_2^7 = a_5, \delta_2^8 = a_5 a_7/a_8, \\ \delta_2^9 &= a_6 a_8/a_9, \delta^i = \delta_{w_i}^i \theta_i, \quad i = 1, 2, \dots, 9; \\ y_i &= \Delta/\delta^i, \quad i = 1, 2, \dots, 9. \end{aligned} \right\} (35)$$

Для получения вектора Y по формулам (35) достаточно восьми значащих цифр. Формулы третьего типа содержат в этом случае 50 мультипликативных операций вместо 36 и приводят к погрешности до девяти единиц восьмого разряда. Использование формул первого типа здесь требует 6 операций извлечения корня (вместо 2-х операций в оптимальных формулах) и 25 мультипликативных операций.

Выводы. 1. Топологический подход обеспечивает получение полного класса решений задачи преобразования электрического многоугольника в эквивалентную звезду. Формулы, синтезируемые по одноконтурным ядрам, лишены иррациональностей и являются наиболее пригодными для вычислений, особенно в комплексной области. Формулы, синтезируемые на основе многоконтурных ядер, содержат минимальное количество операций извлечения квадратного корня, но в отличие от традиционных формул с радикалами требуют большего числа мультипликативных операций.

2. Топологические формулы как с радикалами, так и без них используют только n значений проводимостей произвольного ядра. Это полностью исключает предварительное исследование n -угольника на возможность его преобразования в звезду, делая предложенные формулы весьма полезными в сочетании с методом расщепления ветвей при решении задач моделирования, синтеза, оптимизации электрических цепей и сетей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kennelly A.E. The equivalence of triangles and threepointed stars in conducting networks. — Electrical world and Engineer. — New York, 1899, vol. 34, No. 12. P. 413—414.
2. Rosen A. A new network theorem. — Journal of the Institution of electrical engineers. — London, 1924, vol. 62. P. 916—918.
3. Kūpfmüller K. Einführung in die theoretische Elektrotechnik. — Berlin: Verlag von Julius Springer, 1932, 285 S.

4. Горев А.А. Приведение сложных сетей к простейшим эквивалентным схемам. — В сб. Ленингр. индустр. ин-та. — Л.: КУБУЧ, 1934, No. 3 (5). С. 7—21.

5. Calabrese G. Notes on the equivalence of electrical networks. — General electric review, 1939, vol. 42, No. 7. P. 323—325.

6. Shen D.W.C. Generalized star and mesh transformations. — The philosophical magazine. A journal of theoretical experimental and applied physics. — London, 1947, vol. 38, No. 279 (April). P. 267—275.

7. Новиков А.П. Преобразование электрического многоугольника в эквивалентную звезду. — Электричество, 1946, No. 10. С. 59—61.

8. Максимович Н.Г. Линейные электрические цепи и их преобразования. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961. 264 с.

9. Горев А.А., Костенко М.В. Приведение сложных сетей к простейшим эквивалентным схемам. — Электричество, 1948, No. 3. С. 40—43.

10. Wang C.L., Tokad Y. Polygon to star transformations. — IRE Trans. on circuit theory, 1961, vol. PGCT—8, No. 4. P. 489—491.

11. Лялина С.В. Рекурсивная процедура преобразования полного n -угольника к $(n-2)$ -м параллельным $(n-i)$ -лучевым схемам ($i=0, n-3$). — Изв. РАН. Энергетика, 1993, No. 6. С. 135—137.

12. Филаретов В.В. Топологические формулы для преобразования полного электрического многоугольника в эквивалентную звезду. — Электричество, 1995, No. 11. С. 50—55.

13. Bedrosian S.D. Converse of the star-mesh transformation. — IRE Trans. on circuit theory, 1961, vol. PGCT—8, No. 4. P. 491—493.

14. Versfeld L. Remarks on star-mesh transformation of electrical networks. — Electronics letters, 1970, vol. 6, No. 19. P. 597—599.

15. Филаретов В.В. Алгоритм формирования экономных буквенно-численных выражений для коэффициентов схемных функций. — Электронное моделирование, 1987, т. 9, No. 4. С. 33—35.

[12.01.95]

Автор: Филаретов Владимир Валентинович окончил радиотехнический факультет Ульяновского политехнического института (УПИ) в 1982 г. В 1990 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Алгоритмы символьно-топологического анализа электрических цепей» в Ленинградском государственном техническом университете. Доцент УПИ.

ВНИМАНИЮ РУКОВОДИТЕЛЕЙ ПРЕДПРИЯТИЙ, ОБЪЕДИНЕНИЙ, НИИ И КБ, ВУЗОВ

Редакция журнала «Электричество» предлагает услуги по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала.

Справки по телефону 928-88-69

О возможности получения электрической энергии из ионосферы

ДАНИЛКИН Н.П.

Рассматривается возможность извлечения электрической энергии из ионосферы, где протекают токи на высотах более 100 км над поверхностью Земли. Предлагаемая электростанция будет расположена на поверхности Земли и будет черпать энергию из околоземного космического пространства. Принципом работы является преобразование электромагнитной энергии, являющейся следствием работы сил планетарного характера в электрический ток технического назначения.

Ключевые слова: ионосфера, токи, электростанция, преобразование, перспектива

Необходимость поиска и разработки принципиально новых источников энергии вообще, а особенно в условиях Крайнего Севера, совершенно очевидна. Требования к таким источникам хорошо известны: потенциальность, возобновляемость, безопасность, экологическая чистота. При этом следует отдавать предпочтение более дорогостоящему, но работающему на основе возобновляемых ресурсов и экологически чистому источнику энергии.

В статье рассматривается возможность извлечения именно такого вида электрической энергии из ионосферных токов, текущих на высотах более 100 км над поверхностью Земли. Предлагаемая электростанция будет черпать энергию из околоземного космического пространства и будет также удовлетворять всем остальным перечисленным требованиям. Условно назовем этот источник энергии конвертером. Принципом его работы является преобразование электромагнитной энергии, являющейся следствием работы сил планетарного характера и сосредоточенной в ионосфере в районах геомагнитных полюсов и на экваторе, в электрический ток технического назначения. Возникновение электрического тока в конвертере явится конечным звеном цепочки электромагнитных связей, начинающихся от вспышки или других процессов на Солнце. Источником тока в конвертере будет электромагнитная индукция [1], являющаяся следствием быстропеременных процессов в плазме полярной и экваториальной ионосферы Земли.

Надежду на осуществимость, т. е. на технологическую возможность и потенциальность конвертера, дает множество различных факторов. В частности, это хорошо иллюстрируется событиями, случившимися в провинции Квебек (Канада) 13—14 марта 1989 г. [2]. В это время после мощной вспышки на Солнце и прохождения большого заря-

The paper considers a possibility of obtaining an electric energy from ionospheric current, running at an altitude of 100 and more km. Such a power station is suggested to be located on the Earth surface and draw an energy from the near Earth cosmic space. Its operation principle consists in a transformation of an electromagnetic energy, which is a result of the planet natural force action, into an electric current for the industrial use.

Key words: ionosphere, current, power station, transformation, electromagnetic energy, perspective

да энергии по цепочке процессов на линии «Солнце—Земля» векторные характеристики поля электромагнитной индукции в данной зоне оказались расположенными таким образом, что в высоковольтных линиях электропередачи возникли сильные индукционные токи. При этом мощность этих токов [3] оказалась такова, что предохранители отключили 40% мощности всей энергосистемы «Гидро-Квебек», что составило 9 ГВт.

Отметим, что эти мощные индукционные токи возникли в системе, не ориентированной на их получение!

Основная идея. Электромагнитная индукция, выражаемая законом Фарадея, имеет вид [1]:

$$\oint \vec{E} d\vec{S} + \iint \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{A} = 0, \quad (1)$$

где \vec{E} — напряженность электрического поля; $\partial B/\partial t$ — скорость изменения вектора магнитной индукции B ; dA и dS — элементы интегрирования, как показано на рис. 1.

Хорошо видно, что значение индуцированной электродвижущей силы определяется скоростью изменения магнитного — в нашем случае геомагнитного — поля. Это означает, что основная «перекачка» энергии по магнитоплазменной цепочке процессов на линии «Солнце—Земля» происходит при быстропеременных электромагнитных процессах типа солнечных вспышек, сопровождаемых ионосферными бурями. Однако и в спокойном состоянии, а тем более в периоды ионосферных бурь, напряженность магнитного поля на поверхности Земли находится в состоянии непрерывного изменения.

На рис. 2 показаны области, где происходит втекание и вытекание электрических токов вдоль магнитных силовых линий в ионосферу и из ионосферы [10]. Ориентировочно в этой области

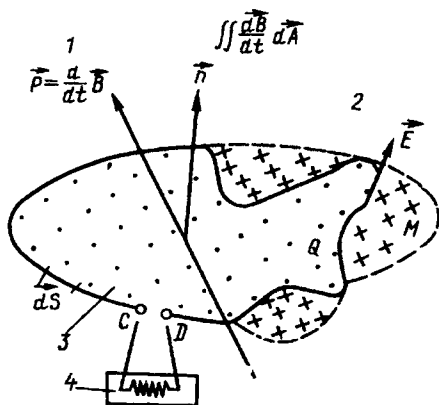


Рис. 1. Контур с геомагнитным полем, в котором dB/dt направлено вверх (. . .); +++ — участки с противоположным направлением. 1 — переменное магнитное поле; 2 — наведенное электрическое поле; 3 — поверхность A ; 4 — сопротивление нагрузки r

также следует ожидать наибольших скоростей изменения вектора магнитной индукции.

На рис. 3 приведены вариации геомагнитного поля на станции Альберта в спокойный и возмущенный периоды [4]. Характерной особенностью изменения геомагнитного поля в обоих случаях является квазилинейная зависимость напряженности поля от времени на хаотически меняющихся временных интервалах. Для грубых оценок постоянную скорость изменения поля на каждом из временных отрезков можно принять для северных районов в диапазоне от 0,2 до 3 нТ/с (среднее значение около 1 нТ/с).

Таким образом, если на поверхности Земли расположить однопроводный контур с сопротивлением R и индуктивностью L , замкнутый между точками C и D на сопротивление нагрузки r , и обеспечить на всей площади, которую он замыкает, один и тот же знак вектора p , то в таком контуре в соответствии с формулой (1) возникает ЭДС, вызывающая электрический ток, связанные соотношением

$$E_1 = \int_c d\vec{E} d\vec{S} = - \iint \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A} = I(R+r) + L \frac{dI}{dt} \quad (2)$$

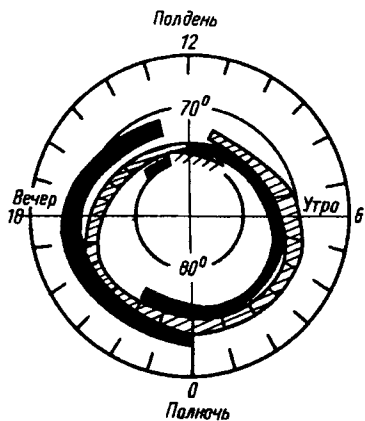


Рис. 2. Зоны втекания и вытекания вертикальных токов в полярную ионосферу [9] — токи в ионосфере; — токи из ионосферы

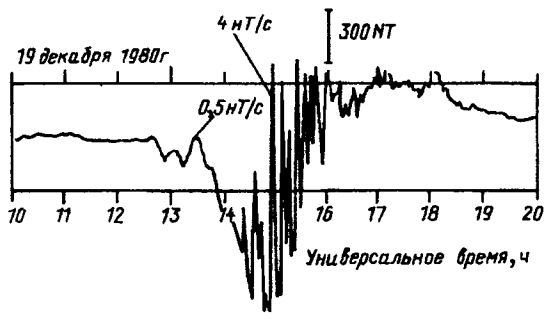


Рис. 3. Большое значение $\partial \vec{B} / \partial t$ в период суббури и вариации спокойного состояния геомагнитного поля по данным станции Альберта (~54°N) [4] (указаны два момента с различными скоростями изменения магнитной индукции)

В табл. 1 в целях общей ориентировки приведены величины ЭДС в зависимости от скорости изменения магнитного потока и площади контура (в таблице приведен радиус соответствующего круга).

Таблица 1

| Радиус контура км | Значение ЭДС (В) при различной скорости изменения магнитного потока (нТ/с) | | | |
|---|--|-----------------|-----------------|-----------------|
| | 1,0 | 1,5 | 2,0 | 3,0 |
| 18 | 1,0 | 1,5 | 2,0 | 3,0 |
| 57 | 10 | 20 | 20 | 30 |
| 2250 (приблизительно радиус Антарктиды) | $16 \cdot 10^3$ | $24 \cdot 10^3$ | $32 \cdot 10^3$ | $48 \cdot 10^3$ |

Энергетические возможности. Суммарная мощность токов, постоянно текущих в ионосфере Земли, значительно превышает потребности человечества. Если технологически грамотно научиться подсоединяться к этим токам, то весь процесс окажется экологически чистым и безопасным, так как отбор части мощности не повредит системы, постоянно работающей со случайными резко изменяющимися процессами большой амплитуды. Для оценки энергетических возможностей конвертера следует принять принципиальную схему его устройства. Будем считать, что полученная ЭДС в контуре с сопротивлением R и индуктивностью L включена на полезную нагрузку r . Назовем промежуток времени, в течение которого скорость изменения геомагнитного потока остается постоянной, элементарным циклом конвертера. Тогда мощность, выделенная наведенным током при каждом элементарном цикле конвертера,

$$P = I^2 r, \quad (3)$$

где

$$I = I_0 \exp\left(-\frac{R+r}{L}t\right) + \frac{E_1}{R+r} \left\{1 - \exp\left(-\frac{R+r}{L}t\right)\right\}.$$

Для грубой оценки энергетической возможности конвертера будем считать контур сверхпроводящим ($R=0$), начальный ток I_0 равным 0, а элементарные циклы — имеющими дли-

тельность более τ секунд. В табл. 2 приведены соответствующие оценки мощности для некоторых условий табл. 1.

Таблица 2

| Длительность элементарного цикла | Сопротивление нагрузки, Ом | Мощность (кВт) при различной ЭДС (В) | |
|----------------------------------|----------------------------|--------------------------------------|---|
| | | 10 | 16000 |
| ≥ 30 с | 0,01 | 10 | $25 \cdot 10^6$ (для $r=0,01$ и $\tau \geq 20$ мин) |
| ≥ 100 с | 0,001 | 100 | |
| ≥ 5 минут | 0,0001 | 1000 | |

Из соотношений (3), рис. 3 и табл. 2 видно, что конвертер способен «снять» с ионосферы мощность, вполне сопоставимую с мощностями, которые обеспечивают другие источники энергии. Но есть ли в ионосфере и магнитосфере поступающая от Солнца энергия, достаточная для съема указанной мощности?

Для наших ограниченных целей, не вдаваясь в физику сложных солнечно-земных связей, можно считать, что энергия поступает в ионосферу по двум каналам. Первый — посредством стационарного затекания плазмы солнечного ветра и формирования «магнитосферного хвоста» длиной около 30 радиусов Земли с последующей передачей энергии в ионосферу. Запас энергии в ближайшей к Земле части хвоста оценивается в 10^{16} Дж [10]. Принято считать, что полный приток энергии из солнечного ветра ко всей поверхности магнитосферы в 30 земных радиусов оценивается из расчета 10^{10} — 10^{12} кВт. Механизм передачи энергии внутрь магнитосферы не вполне ясен и в настоящее время. Тем не менее принято считать, что средняя мощность, поступающая в магнитосферу в течение полного цикла (3—6 ч) конвекции плазмы при средних параметрах солнечного ветра составляет 10^7 — 10^8 кВт. Второй нестационарный канал — это энергия, которая поступает в ионосферу в периоды солнечных вспышек и следующих за ними ионосферных бурь. В этом случае в магнитосферу поступает в течение нескольких часов энергия порядка 10^{14} — 10^{15} Дж [9]. Имеются также источники, поставляющие энергию «снизу» из нижних слоев атмосферы (энергия гроз [14] и т. п.), а также энергия флюктуаций магнитного поля Земли [16].

Таким образом, из приведенных аргументов можно сделать два вывода:

конвертер способен извлечь из ионосферы достаточную для промышленных целей электроэнергию;

ионосфера и магнитосфера обладают достаточным для указанных целей запасом энергии.

Отметим, что энергетический запас ионосферы в настоящее время не может быть оценен с большой точностью. Это связано с тем, что имеющиеся в литературе оценки различных энергетических процессов в солнечно-земной физике

отличаются на несколько порядков. Для того чтобы внести в этом вопросе большую ясность, создана специальная международная научная программа на период до 1997 г. по исследованию именно энергетики процессов на линии «Солнце—Земля» [15]. Приведенные аргументы показывают, что в целом энергетический резервуар ионосферы достаточно емкий, но не лишне поставить и прямой инженерный эксперимент по определению степени потенциальности ионосферы. Схема этого эксперимента описана далее.

Принципиальные детали устройства. Предлагаемая электростанция принципиально работает с несколько иными токами, нежели те, которые используются в технике в настоящее время. Прежде всего геомагнитное поле на поверхности Земли находится в непрерывном изменении в пространстве и во времени, а создаваемые токи по своему значению будут резко отличаться в отдельные временные промежутки.

Рассмотрим каждый из этих факторов в отдельности применительно к условиям работы и возможностям электростанции.

Пространственные изменения. В каждый данный момент времени структура геомагнитного поля предполагает создание контура, по возможности максимально эффективного, строго определенной конфигурации. Создание такого контура возможно, если на Земле имеется более или менее разветвленная сеть и некоторое устройство переключает связи между отдельными элементами контура, создавая необходимый. Коэффициент использования ионосферных токов будет в значительной степени определяться возможностью создания контура необходимой конфигурации, замыкающего площадь с одинаковым вектором p при данном элементарном цикле. Возможно также создание системы небольших контуров (десятки или сотни километров), действующих как отдельные электростанции.

Временные изменения. Через хаотически неопределенные промежутки времени может изменяться не только геометрия контура, но и направление тока в этом контуре. Если этот ток используется для нагревания, то направление тока в нагревательном элементе безразлично. В противном случае он преобразуется таким образом, чтобы в рабочем элементе он всегда тек в одном направлении.

Резкие отличия в амплитудных значениях тока. Принципиальных трудностей здесь тоже нет. Например, можно использовать энергию тока для нагревания некоторого элемента хаотическими токами до определенной границы. Избыток энергии сверх установленной границы можно сбрасывать, например, в схемы зарядки аккумуляторов и т. п. Энергию нагревательного элемента можно использовать любым из хорошо известных технике приемов.

Недостатки и достоинства. Главными недостатками данного способа получения энергии на уровне современной технологии являются весьма внушительные размеры работающего контура и очевидная дороговизна его создания. Однако достоинства конвертера могут превысить эти недостатки, особенно, если будут открыты новые удобные для решения данной задачи материалы. К числу преимуществ конвертера как электростанции следует отнести:

1) такая станция, будучи однажды построенной, не будет изнашиваться и теоретически будет функционировать столько, сколько светит Солнце и работает цепочка связей «Солнце—Земля»;

2) технологический процесс извлечения энергии из ионосферы оказывается экологически чистым и безопасным, и даже теоретической возможности вызвать катастрофу не существует.

Возможности современного использования. В мире имеются длинные линии электропередачи, которые при определенной доработке могут быть использованы уже в настоящее время. Рассмотрим для примера линии канадской энергосистемы «Гидро-Квебек». Эти линии электропередачи, которые с точки зрения предлагаемого способа недостаточно замкнуты, не обеспечивают однородности знака магнитного потока внутри своих контуров. Однако некоторые достаточно простые усовершенствования могут привести к использованию этих линий для получения дополнительной энергии уже в настоящее время.

Рассмотрим в качестве примера схему из [5], в которой приведена принципиальная схема энергосистемы «Гидро-Квебек». Если в этой системе замкнуть линии между пунктами Tilky и Churchill Falls и использовать внутренние линии для пересоединения таким образом, чтобы сохранить знак магнитного потока одинаковым на всей поверхности системы, то в системе возникает дополнительная ЭДС, равная примерно 1 кВ. Если линии электропередачи этой системы состоят из 10 медных проводов каждый сечением 1 см², то постоянная возникающая мощность в такой системе будет около 1 МВт. В периоды геомагнитных бурь эта мощность будет резко возрастать. Так, если скорость изменения магнитного потока увеличится до 5 нТ/с, то мощность возрастет в 25 раз.

Из соотношения (2) видно, что целесообразнее иметь площадь работающего контура побольше, так как в соотношении (2) для оценки мощности используется квадратичная зависимость. Однако, чем больше контур, тем больше вероятность неэффективного использования части его площади вследствие неоднородности направления геомагнитного потока.

Если использовать современные наиболее проводящие материалы, например медь или алюми-

ний, то масса контура получается неприемлемо большой. При этом о массе нагрузки можно не беспокоиться, так как достижение малых сопротивлений при малой длине проводников является легко решаемой задачей. Далее приведены результаты расчета для контура, имеющего поперечное сечение 1 дм² и поставленного вокруг Антарктиды, необходимость получения экологически чистой энергии для которой особенно очевидна (ЭДС=16 кВ):

| Контур | Сопротивление контура и нагрузки, Ом | Мощность, МВт |
|-------------|--------------------------------------|---------------|
| Из алюминия | 40 | 1,6 |
| Из меди | 24 | 2,6 |

Из приведенных данных видно, что несмотря на внушительные размеры контура и очевидную дороговизну его создания съём энергии с него явно недостаточен. Правда, для увеличения съёма энергии можно параллельно этому контуру подключить еще несколько контуров, тем самым увеличив его поперечное сечение и, соответственно, во столько же раз увеличить его мощность.

Имеется еще путь уменьшения электрического сопротивления контура за счет использования явления сверхпроводимости. Так, если погрузить контур в тор, заполненный, например, жидким водородом (температура кипения -253°C), то его сопротивление будет 0,017 Ом (удельная проводимость меди в этом случае увеличится до $8,35 \cdot 10^{10} \text{ 1}/(\text{Ом} \cdot \text{м})$). Этот контур обеспечит на той же нагрузке мощность $3,7610^9$ Вт. Не следует забывать, конечно, что при этом на поддержание контура при необходимой температуре также будет затрачена энергия.

В настоящее время изготовлены материалы, которые могут сохранять сверхпроводящее состояние в магнитных полях порядка нескольких килоэрстед и пропускать ток плотностью миллионы ампер на квадратный сантиметр [8]. Экспериментально показано, что удельное сопротивление свинцового цилиндра например составляет $4 \cdot 10^{-25} \text{ Ом} \cdot \text{м}$, что в 10^{17} раз меньше сопротивления меди. Уже запатентована линия электропередачи длиной 90 км на основе сверхпроводимости [11]

В самое последнее время активно проводятся исследования высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСП). Для некоторых материалов достигнута сверхпроводимость при критической температуре 133 К [12]. Использование ВТСП позволяет перейти от охлаждения с помощью гелия к охлаждению с помощью азота, что в сотни раз дешевле. Более того, недавно созданы пленки некоторых полимеров, в которых сверхпроводимость достигается при комнатной температуре [13]. Поэтому можно ожидать, что в недалеком будущем сверхпроводимость тем или иным способом станет доступной для электротехники и энергетики.

Экспериментальная проверка. Наиболее убе-

дательным доказательством возможности получения энергии из ионосферы явился бы прямой эксперимент, в котором демонстрируется потенциальность ионосферы как источника энергии.

Заметим, что именно потенциальность источника является наиболее важным моментом для реализации конвертера. Чем более потенциален источник, тем меньшим можно сделать радиус работающего контура. Если, действительно, в сверхпроводящем кабеле можно достигнуть указанных ранее плотностей тока, то построить электростанцию на основе сверхпроводящего контура — это уже задача, которую можно решить на уровне современной технологии.

Прямой эксперимент, демонстрирующий потенциальность ионосферы, осуществить достаточно просто. Для этого необходимо в соответствующем месте северного региона построить небольшой экспериментальный контур с радиусом в несколько десятков или сотен метров (лучше меньше). Этот контур должен состоять из нескольких десятков или сотен отдельных контуров тех же размеров. Далее следует подключить все эти контуры параллельно один за другим в некоторый общий контур и зафиксировать на каждом шаге увеличение съема энергии. Если полученная зависимость будет линейной, то очевидно, что энергетического ограничения не происходит и ионосфера является достаточно потенциальной средой для получения из нее электрической энергии.

Использование сверхпроводящего контура для активных воздействий на ионосферу и магнитосферу. Из соотношения (2) хорошо видно, что для замкнутого сверхпроводящего контура (при отключенной нагрузке, $R+r=0$)

$$\iint \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{A} + L \frac{dI}{dt} = 0,$$

и, следовательно,

$$\vec{B} \cdot \vec{A} + LI = \text{const.}$$

Последнее означает, что сверхпроводящий контур стабилизирует геомагнитное поле, проходящее сквозь контур. Теперь любые изменения магнитного поля на высотах ионосферы и магнитосферы, относящиеся к магнитным силовым линиям, проходящим через контур, будут вызывать изменение тока в контуре и соответствующие изменения геомагнитного поля таким образом, чтобы скомпенсировать первоначальные изменения. Такой инструмент воздействия на околоземную плазму и геомагнитное поле может найти применение. Примеры конкретных воздействий, а также характеристики соответствующих устройств выходят за рамки этой статьи.

Вывод. На Земле имеется альтернативный, эко-

логически чистый и возобновляемый источник планетарной электромагнитной энергии, непрерывно пополняемый динамическими электромагнитными процессами, берущими начало на Солнце и приходящими к Земле по цепочке солнечно-земных связей. Современный технологический уровень позволяет использовать эту энергию.

Использование сверхпроводящих контуров может, с одной стороны, стать основой будущей электростанции, а с другой — инструментом управления частицами и токами в околоземном пространстве.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стреттон Дж.А. Теория электромагнетизма. — М.: ОГИЗ, Гостехиздат, 1948.
2. Coles R.L., Thompson K. and Jansen van Beek. A Comparison between the Rate of Change in the Geomagnetic Field and the Geomagnetically Induced Currents in a Power Transmission System. — Proceedings: Geomagnetically Induced Currents Conference, TR-100450, Electric Power Research Institute. — Palo Alto, California, 1992.
3. Thompson Kevin R. Impact of Geomagnetic Activity on Power Systems. — Solar-Terrestrial Predictions — IV. — Proceedings of a Workshop at Ottawa. — Canada, 1992, May 18—22.
4. Rostoker G. Magnetospheric substorms — their phenomenology and predictability. — Solar-Terrestrial Predictions — IV. — Proceedings of a Workshop at Ottawa. — Canada, 1992, May 18—22, Vol. 3; 1993, September.
5. Kappenman J.G., Albertson V.D., Mohan N. Current Transformer and Relay Performance in the Presence of Geomagnetically-Induced-Currents. — IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, March 1981, vol. PAS-100, No 3.
6. Blais G. and Metsa P. Operating the Hydro-Quebec Grid under Magnetic Storm Conditions since the Storm of 13 March 1989. — Solar-Terrestrial Predictions — IV. — Proceedings of a Workshop at Ottawa, Canada, 1992, May 18—22.
7. Лихарев К.К., Семенов В.К., Зорин А.Б. Итоги науки и техники. Сверхпроводимость. Т. 1. — М.: ВИНТИ., 1988.
8. Rose-Innes A.C., Rhoderick E.H. Introduction to Superconductivity. — Oxford: Pergamon Press, 1969.
9. Акасофу С.И., Чепмен С. Солнечно-земная физика / Пер. с англ. Ч. 1—2. М., 1974—75.
10. Галеев А.А. Магнитосферы планет. В книге: Физика космоса. Маленькая энциклопедия. — М.: Изд-во «Советская энциклопедия», 1986.
11. Hoersch R.C. Superconductor Transmission Line, Патент США, 5132487, MKU⁵ H⁰¹ B¹²/00, H⁰¹ B¹²/02.
12. Superconducteurs: la temperature remonte. — Sci. et vie, 1993, N 911.
13. Григорьев Л.Н., Рогачев Д.Н., Краев А.В. Сверхпроводимость при комнатной температуре в пленках некоторых полимеров. — Российско-Германский симпозиум по полимерам. — М., 1993, 26 марта.
14. Гальперин Ю.И. Верхняя атмосфера. — В кн. Физика космоса. Маленькая энциклопедия. — М.: Изд-во «Советская энциклопедия», 1986.
15. Roederer Juan G. The Solar-Terrestrial Energy Program 1990—1997, (STEP). — Prospectus of the ICSU Scientific Committee on Solar-Terrestrial Physics, 1988.
16. Копылов И.П. Магнитное поле Земли как источник электрической энергии. — Изв. вузов. Электромеханика, 1991, № 5.

[24.07.95]

А в т о р : Данилкин Николай Петрович окончил физический факультет Ростовского Государственного университета в 1960 г. В 1978 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Профили концентрации и частоты соударений электронов в ионосфере» в Институте прикладной геофизики (ИПГ). Заведующий лабораторией ионосферных измерений ИПГ.

Павел Дмитриевич Войнаровский

(К 130-летию со дня рождения)

Имя Павла Дмитриевича Войнаровского (1866—1913) занимает выдающееся место в истории развития почти всех областей российской электротехники — новой отрасли науки и техники, — зарождавшейся на рубеже девятнадцатого и двадцатого веков. П.Д. Войнаровский был одним из первых ученых-электротехников России. Крупный инженер и талантливый педагог, он был высокообразованным человеком, имел диплом Магистра математических наук Марсельского университета (1886), диплом телеграфного инженера технического училища Почтово-телеграфного ведомства (1890), вскоре переименованного в Электротехнический институт, и диплом с отличием инженера-электрика института Монтефиора в Льеже.

Основные работы П.Д. Войнаровского были связаны с практическим внедрением электротехнических устройств во все новые области промышленности и быта, а также с подготовкой кадров инженеров-электриков. Он был автором многих реализованных первых проектов; среди них проекты освещения жилых домов, общественных зданий и улиц, проект самого протяженного для того времени в Европе телефонного сообщения между Петербургом и Москвой. П.Д. Войнаровский постоянно вел большую работу по разработке и внедрению различных электротехнических устройств, а также решению многих возникавших при этом вопросов; он был постоянным консультантом и экспертом при проектировании, наладке и приемке многих электроустройств в столичных и провинциальных городах, участвовал в пуске первых трамваев в Петербурге, Смоленске, Харькове и других городах, приемке гидроэлектростанции в Пятигорске. В 1903 г. в новом здании Электротехнического института им была создана первая в России высоковольтная лаборатория.

Одновременно с большой инженерной деятельностью П.Д. Войнаровский проводил научные работы в различных областях электротехники, постоянно расширявшихся по мере увлечения Павла Дмитриевича новыми направлениями этой науки. К первым его публикациям можно отнести впервые появившееся как в России, так и на Западе (1897—1899гг.) «Руководство по теории и практике телефонии». В 1912 г. им впервые была

изложена теория электрического кабеля, разработана и опубликована методика расчета температурного режима силового кабеля, издан атлас чертежей укладки кабелей.

Наряду с инженерными и научными работами П.Д. Войнаровский значительную часть своего времени уделял преподавательской деятельности в Электротехническом институте, с которым была связана вся его жизнь, начиная с момента создания этого первого в России вуза по электротехнике.

Впервые в России П.Д. Войнаровским были поставлены основополагающие курсы по электротехнической специальности (лекции по которым он читал на протяжении нескольких лет): передача энергии на расстояние (с 1892/93 гг.); телефония и железнодорожная сигнализация (с 1893/94 гг.); общая электротехника, электрические измерения; электрические двигатели постоянного и переменного тока; передача и распределение электрической энергии; электротяга. По некоторым из указанных дисциплин им были изданы учебные пособия и учебники, в частности, пособие «Электрическая передача и распределение механической энергии».

В научной школе П.Д. Войнаровского получили воспитание многие выдающиеся деятели отечественной электротехники, энергетики и электросвязи: профессора В.В. Дмитриев (теплофикация), Я.М. Гаккель (электротяга), А.А. Кузнецов (электрические измерения, светотехника), А.И. Андреевский (электросвязь), П.А. Шуркевич (электрические цепи), П.А. Азбукин (дальняя связь), В.И. Коваленков (связь), Ф.И. Холуянов, С.И. Усатый, Г.А. Мост, Р.А. Лютер, М.П. Костенко (электрические машины), А.А. Смуров (высокие напряжения) и др.

Понимая острую необходимость для России отечественных кадров электротехников всех звеньев, П.Д. Войнаровский наряду с обучением и подготовкой инженеров-электриков в Электротехническом институте много времени и сил отдавал созданию школ для подготовки рабочих-электромонтеров и среднетехнического персонала, крайне необходимых для новой быстро развивающейся отрасли промышленности.

П.Д. Войнаровский был организатором и участником всех проводившихся тогда в России элек-

тротехнических съездов и конгрессов, на которых выступал с докладами по актуальным проблемам. На различных выставках он пропагандировал выгоды практического применения электричества для ряда конкретных целей. Ему приходилось реагировать на многие вопросы, неизбежно возникавшие при использовании электричества в различных новых областях. Так, он был инициатором создания и разработчиком первых в России правил по сооружению электротехнических устройств, а также обеспечению электробезопасности, участвовал в составе Русского комитета Международной электротехнической комиссии в разработке единообразной классификации электрических приборов и машин, а также терминов и символов электротехники.

Наряду с активным трудом в научной и инженерной областях и педагогической деятельностью П.Д. Войнаровский много времени и сил уделял административной работе. В начале 1906 г.

он единогласно был выбран директором Электротехнического института (после скоропостижной смерти первого выборного директора проф. А.С. Попова, изобретателя радио). На этом трудном посту он заслужил уважение всех сотрудников и возглавлял институт (ежегодно единогласно переизбираясь) почти до конца своей короткой жизни. Одаренность, любовь к труду и исключительная работоспособность позволили П.Д. Войнаровскому за короткий срок внести большой вклад в начальное развитие многих разделов электротехники и электротехнического образования в России.

По состоянию здоровья, подорванного в результате непрерывного интенсивнейшего труда, П.Д. Войнаровский вынужден был покинуть пост директора института в ноябре 1912 г. и 26 июня 1913 г. скончался в возрасте 47 лет в расцвете творческих сил.

Уважаемые авторы!

Редакция публикует при каждой статье краткие биографические сведения об авторах. В связи с этим просим всех авторов при направлении статьи в редакцию сообщить следующие сведения:

1. Полные имена и отчества всех авторов
2. Какой факультет, какого вуза и когда закончил
3. Когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита
4. Место настоящей работы и должность.

Кроме того, напоминаем, что на каждую статью следует представлять краткий (4—5 предложений) реферат на русском и английском языках, а также ключевые слова.

К сведению авторов и читателей!

Каждый автор имеет право бесплатно получить 1 экз. журнала с его статьей.

Экземпляры номеров журнала «Электричество» за последние годы можно приобрести в редакции журнала (Б. Черкасский пер., 2/10, тел. 924-24-80).

Юрий Анатольевич Борцов

(К 70-летию со дня рождения)

Исполнилось 70 лет со дня рождения одного из ведущих ученых в области электропривода и систем автоматического управления, заслуженного деятеля науки и техники России, доктора технических наук, профессора Юрия Анатольевича Борцова.

Трудовую деятельность Ю.А. Борцов начал в 1942 г. дежурным электриком сталепроволочного цеха на Белорецком металлургическом комбинате. В мае 1943 г. добровольно ушел в армию. Участвовал в боях, командуя взводом разведки.

Демобилизовавшись, Ю.А. Борцов поступил в Московский энергетический институт, в 1953 г. с отличием закончил его, а затем аспирантуру МЭИ и в 1957 г. защитил кандидатскую диссертацию. В 1957—1965 гг. работал в Челябинском политехническом институте доцентом кафедры автоматизированного электропривода, деканом энергетического факультета.

Последние тридцать лет Ю.А. Борцов трудится в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете. В 1974 г. он защитил докторскую диссертацию по теме «Структурно-топологические методы исследования динамики промышленных систем электропривода», в 1976 г. утвержден в ученом звании профессора по кафедре электрификации и автоматизации промышленности. С 1977 г. до настоящего времени Ю.А. Борцов заведует кафедрой систем автоматического управления.

Ю.А. Борцов — автор более 200 монографий, учебных пособий, статей, авторских свидетельств и патентов.

В 60—70 годы он разработал структурно-топологические методы исследования динамики сложных систем электропривода, включая методику и технические средства экспериментального определения параметров и частотных характеристик.

В 80—90 годы под руководством проф. Ю.А. Борцова и при его непосредственном участии впервые в мире создана прикладная теория автоматических сис-



тем с адаптивным, модальным и разрывным управлением, выполнены работы по оптимизации динамики электроприводов непрерывных линий высокопроизводительных прокатных станков, бумагоделательных машин, испытательных комплексов механических трансмиссий вертолетов, организовано серийное производство тиристорных электроприводов с адаптивными регуляторами, которые широко применяются в электротехнической, авиационной и других отраслях промышленности.

Разработанные под руководством проф. Ю.А. Борцова адаптивные и робастные системы полностью удовлетворяют требованиям международных стандартов и получили мировое признание.

В последние годы проф. Ю.А. Борцов и его сотрудники активно работают над созданием параллельных систем обработки информации и управления взаимосвязанных электромеханических систем для робототехники и технологического оборудования с использованием транспьютеров, а также разрабатывают но-

вые алгоритмы и программы, в том числе для фирм Франции, Германии и США.

Ю.А. Борцовым подготовлено более 10 докторов технических наук и 40 кандидатов технических наук. Он воспитал большой отряд инженеров и научных работников, преподавателей вузов, организаторов производства. Большая научно-методическая помощь оказана им вузам Сибири и Дальнего Востока. Он регулярно выступает с циклами лекций и научными докладами в университетах Болгарии, Венгрии, Югославии, Германии, Египта. Им созданы научные школы в университетах Челябинска, Иркутска, Загреб (Хорватия), Эль-Мансуры (Египет).

Проф. Ю.А. Борцов постоянно и успешно участвует в методической и научно-организационной работе. Он был членом президиума Координационного совета по системам автоматического управления Минвуза СССР, членом президиума Редакционно-издательского совета Минвуза РСФСР, членом Научно-методического совета «Робототехнические системы» Минвуза СССР. С 1975 г. Ю.А. Борцов возглавлял советы по защите докторских и кандидатских диссертаций в области электрооборудования и систем управления, много лет был членом Экспертного совета ВАК СССР по автоматике, управлению и вычислительной технике. С 1990 г. он — член редколлегии журнала «Электричество».

Результаты активной творческой деятельности проф. Ю.А. Борцова являются ценным вкладом в развитие отечественной науки и производства. Родина высоко оценила его заслуги, удостоив высокими боевыми и трудовыми наградами.

Коллеги, друзья, товарищи поздравляют Юрия Анатольевича с 70-летием, желают ему здоровья и новых творческих успехов.

Группа товарищей и учеников, редакция и редколлегия ж. «Электричество»

Николай Степанович Лидоренко

(К 80-летию со дня рождения)

Исполнилось 80 лет видному русскому ученому, специалисту в области электротехники, электрофизики и прямого преобразования различных видов энергии в электрическую, члену-корреспонденту Российской Академии наук, доктору технических наук, профессору Николаю Степановичу Лидоренко.

После окончания в 1940 г. Новочеркасского политехнического института Н.С. Лидоренко работал на заводах электротехнической промышленности инженером, начальником цеха, главным инженером завода. В 1948 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

В октябре 1950 г. Н.С. Лидоренко назначен директором и главным конструктором Всесоюзного научно-исследовательского института источников тока (ВНИИТ), который он возглавлял на протяжении 35 лет. С 1986 г. работает научным советником этого института (ныне Государственного научно-производственного предприятия КВАНТ).

Под руководством Н.С. Лидоренко ВНИИТ (с 1976 г. — Научно-производственное объединение КВАНТ) стал ведущей организацией по физике и технологии создания автономных электрогенерирующих и информативных систем для космической, авиационной, морской и др. оборонной техники, а также разнообразию народнохозяйственных областей применения.

В 1956 г. Н.С. Лидоренко была присвоена ученая степень доктора технических наук и в том же году — ученое звание профессора; в 1966 г. он был избран членом-корреспондентом АН СССР.

С 1991 г. Н.С. Лидоренко — академик Международной инженерной академии и член президиума Международной славянской академии.

Н.С. Лидоренко проведены фундаментальные исследования по физике и технологии безмашинных способов производства электричества, в том числе на базе эффектов Гальвани, фото,



Пельтье, Нернста, Зеебека и др.; конструированию электрогенерирующих устройств, а также преобразователей информации из энергии окружающей среды в электричество (сенсоров), использующих нелинейные эффекты подвижности заряда в жидких, твердых, газообразных средах и границах их сопряжений.

Как Главный конструктор Н.С. Лидоренко руководил комплексом работ по созданию современных первичных химических и физических источников тока, новых типов аккумуляторов, электрохимических генераторов, детекторов нейтронов применительно к ядерным реакторам, полупроводниковых детекторов излучения, фото и термоэлектрических генераторов, молекулярных конденсаторов, объектов молекулярной электроники и пр.

В сфере практической реализации под руководством Н.С. Лидоренко успешно внедрялось в опытное и серийное производство все разнообразие резервных источников тока, солнечных батарей космического и

наземного применения, электрохимических генераторов, термоэлектрических генераторов, сенсоров и систем с их применением.

В настоящее время Н.С. Лидоренко продолжает научные исследования по физике и технологии механизмов возбуждения и подвижности заряда в нелинейных средах, разрабатывает на этой основе обобщенную модель построения систем преобразования энергии и информации, в том числе на базе пассивных сенсоров, включая технологию повышения КПД преобразования энергии и снижения стоимости продукта.

Н.С. Лидоренко — автор около 200 статей и книг, имеет около 400 авторских свидетельств и патентов, большое внимание уделяет подготовке научных кадров. Им создана школа высококвалифицированных специалистов в области преобразования видов энергии в электрическую из внешних физических полей, подготовлено 25 докторов и 163 кандидата наук.

В 1965 г. Н.С. Лидоренко основал базовую специализированную кафедру в Московском физико-техническом институте, которую возглавлял более 20 лет.

Н.С. Лидоренко ведет большую научно-общественную работу. В течение ряда лет он избирался депутатом Моссовета, был председателем и членом ряда научных советов, комиссий, семинаров в системе АН СССР и РАН, министерств и ведомств. Сегодня он — почетный член Академии космонавтики РФ, с 1989 г. — председатель Комитета по сенсорам Союза научных и инженерных обществ.

Николай Степанович — лауреат Ленинской и Государственных премий СССР, Герой Социалистического Труда, заслуженный деятель науки и техники РФ; награжден орденами и медалями.

Искренне желаем Николаю Степановичу здоровья, счастья и новых творческих успехов.

*Группа товарищей
и учеников*

*Если Вы работаете в области энергетики или электротехники,
позаботьтесь о том,
чтобы Ваши предприятие, лаборатория, кафедра
не опоздали с подпиской на*

«ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

- старейший отечественный теоретический и научно-практический журнал, орган Российской Академии наук, Федерации энергетических и электротехнических обществ;
- выходит ежемесячно, предназначен для высококвалифицированных специалистов в области энергетики и электротехники;
- публикует теоретические и научно-практические работы отечественных и зарубежных ученых и инженеров, освещает работу российских и международных конференций, рецензирует учебники и монографии по тематике журнала, помещает материалы по истории электротехники, статьи о выдающихся отечественных ученых;
- переводится на английский язык, издается и распространяется в мире издательством «Elsevier Science»; русскоязычное издание поступает по все промышленно развитые страны мира.

Условия подписки указаны в Каталоге Федерального управления почтовой связи при Минсвязи РФ (Каталог АРЗИ), индекс 71106

Подписаться на наш ежеквартальный сборник на английском языке (каждый сборник составляется на основе статей из трех номеров русскоязычного издания) можно по адресам:

в США: Elsevier Science Inc., 660 White Plains Road, Tarrytown, NY 10591—5153, USA;

в Великобритании: Elsevier Science Ltd., The Boulevard Langford Lane, Kidlington, Oxford OX5 1GB, U.K.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10

☎ 924-24-80

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 23.01.96. Подписано в печать 20.02.96. Формат 60×80¹/₈.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Тираж 350 экз. Заказ 291

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Макет выполнен АО «Знак», 103012 Москва, Б. Черкасский пер., 2/10
Типография № 9 Комитета РФ по печати
109033 Москва, Волочаевская ул., 40

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Секция теоретических основ электротехники, преобразовательной техники, электротехнических материалов

Лабунцов В.А., главный редактор, председатель секции (Московский энергетический институт), Бутырин П.А. (Институт высоких температур Российской Академии наук, Москва), Иоссель Ю.Я. (Научно-исследовательский институт постоянного тока, Санкт-Петербург), Комельков В.С. (Научно-исследовательский энергетический институт, Москва), Нетушил А.В. (Московская государственная академия тонкой химической технологии), Розанов Ю.К. (Московский энергетический институт), Пищиков В.И. (Московский энергетический институт), Тареев Б.М. (Всероссийский институт научной и технической информации, Москва), Толстов Ю.Г. (Научно-исследовательский энергетический институт, Москва), Чечурин В.Л. (Санкт-Петербургский государственный технический университет).

Научный редактор — Макашкин Б.Д.

Секция электроэнергетики

Мамиконянц Л.Г., председатель секции (Научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Гельфанд Я.С. (Научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Ершевич В.В. (Проектный и научно-исследовательский институт «Энергосетьпроект», Москва), Митюшкин К.Г. (Научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), Морозкин В.П. (Московский энергетический институт), Семенов В.А. (Центральное диспетчерское управление Единой энергетической системы России), Строев В.А. (Московский энергетический институт).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция техники высоких напряжений, электрических аппаратов, трансформаторов

Ларионов В.П., председатель секции (Московский энергетический институт), Белкин Г.С. (Всероссийский электротехнический институт, Москва), Бортник И.М. (Фонд содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере, Москва), Костенко М.В. (Санкт-Петербургский государственный технический университет), Лизунов С.Д. (Московский электрозавод).

Научный редактор — Кудинова Л.С.

Секция электрических машин

Иванов-Смоленский А.В., председатель секции (Московский энергетический институт), Данилевич Я.Б. (Отдел (институт) электроэнергетических проблем РАН, Санкт-Петербург), Евсеев Б.Н., заместитель главного редактора журнала, Шакарян Ю.Г. (Научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.

Секция электропривода и автоматизации технологических процессов

Слежановский О.В., председатель секции (Всероссийский научно-исследовательский институт «Электропривод», Москва), Андерс В.И. (Московский энергетический институт), Борцов Ю.А. (Санкт-Петербургский электротехнический институт), Ильинский Н.Ф. (Московский энергетический институт), Шаталов А.С. (Научно-техническое объединение «Антей», Москва).

Научный редактор — Евсеев Б.Н.