

ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1995

10

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 10.08.95. Подписано в печать 28.08.95. Формат 60×88½.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Тираж 870 экз. Заказ 1307**

**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**

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

10
ОКТЯБРЬ
1995

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

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

СОДЕРЖАНИЕ

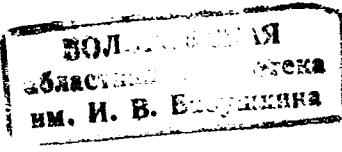
- Бенежан Р., Севестр Ж.-М., Бондаренко А.Ф., Герих В.П.
Регулирование частоты в объединенных энергосистемах Запада и Востока Европы
- Лоханин Е.К., Скрипник А.И., Макаров С.Ф., Гончарюк Н.В., Бондарь Л.А. Моделирование действия релейных защит и противоаварийной автоматики при расчетах режимов сложных энергосистем
- Блинов Ю.И., Васильев А.С., Качанов Б.Я., Коган Б.В.
Токи и напряжения промышленных сетей при питании мощных ламповых генераторов
- Баламетов А.Б. Моделирование потерь мощности на корону в ВЛ СВН в установившихся режимах
- Борискин А.С., Гусев Н.И., Золотов В.А., Золотовский В.И., Кравченко А.С., Юрьичев А.С. Транспортабельные имитаторы молний на основе магнитокумулятивных генераторов
- Мустафа Г.М., Кутейникова А.Ю., Розанов Ю.К., Иванов И.В. Применение гибридных фильтров для улучшения качества электроэнергии
- Зыкин Ф.А., Казаков М.К. Способ измерения больших постоянных токов
- Шумилов В.Ф., Шумилова Н.И. Синтез стохастически оптимальных регуляторов в исполнительных приводах сбалансированных манипуляторов
- Соколовский Г.Г., Стасовский В.М. Быстро действие электропривода при управлении скоростью трехмассового упругого механизма
- Фаттахов К.М. Использование некоторых выражений закона электромагнитной индукции в теории электрических машин
- Казаков О.И. О методике преобразования электрического многоугольника в эквивалентную звезду
- Стародубцев Ю.Н. Трансформаторы напряжения на кольцевых магнитопроводах ГАММАМЕТ® 411
- Цицикян Г.Н. Применение конформного преобразования плоскостей для расчета сил, действующих на линейные токи и многоугольные поверхности
- Железко Ю.С. Работы СИГРЭ в области электромагнитной совместимости

ХРОНИКА

- Кураков Л.П. Межвузовская научно-техническая конференция
- Памяти Юрия Леонидовича Мукосеева (1905–1976)
(К 90-летию со дня рождения)

CONTENTS

Benejean R., Sevestre J.-M., Bondarenko A.F., Guerikh V.P.	
Frequency Control in East and West European Interconnected Power Systems	2
Lokhanin Ye.K., Skripnik A.I., Makarov S.F., Gonvchriuk N.V., Bondar' L.A. Simulation of Action of Relay Protection and Emergency Control Schemes for Calculating Regimes of Large Electrical Power Systems	7
Blinov Yu.L., Vasil'ev A.S., Kachanov B.Ya., Kogan B.V.	
Currents and Voltages of Supply Networks under Operation of Power Valve Generators	13
Balametov A.B. Corona Power Loss Modelling for Extra-High-Voltage Overhead Transmission Lines in Steady-State Condition	22
Boriskin A.S., Gusev N.I., Zolotov V.A., Zolotovskii V.I., Kravchenko A.S., Yurizhev A.S. Mobile Simulators of Lightning on the Basis of Magnetocumulative Generators	29
Mustafa G.M., Kuteynikova A.Yu., Rozanov Yu.K., Ivanov I.V.	
Application of «Hybrid» Filter for Improving the Quality of Electric Energy	33
Zykin F.A., Kazakov M.K. Method for Measuring High Direct Currents	40
Shumilov V.F., Shumilova N.I. Synthesis of Stochastically Optimal Regulators in Executive Drives of Balanced Manipulators	44
Sokolovskii G.G., Stasovskii V.M. Speed of Responce of an Electric Drive under Control of Speed of Three-Mass Elastic Mechanism	48
Fattakhov K.M. Application of Certain Analytical Forms of the Expression for the Induction Law when Exposing the Theory of Electrical Machines	56
Kazakov O.I. Method for Transfiguring an Electrical Polygon into an Equivalent Star	60
Starodubtsev Yu.N. Potential Transformers with Toroidal Cores of GAMMAMET® 411	63
Tsitsikyan G.N. Application of Conformal Transformation of Planes for Calculating Forces, Acting on Linear Currents and Multangular Surfaces	68
Zhelezko Yu.S. Works SIGRE in the Field of Electromagnetic Compatibility	73
 CHRONICLE	
Kurakov L.P. Inter-University Scientific Technical Conference	79
In memory Yurii Leonidovich Mukoseyev (to Mark the 90-th Anniversary)	80



Регулирование частоты в объединенных энергосистемах Запада и Востока Европы

БЕНЕЖАН Р., СЕВЕСТР Ж.-М., БОНДАРЕНКО А.Ф., ГЕРИХ В.П.

Вопрос возможной синхронной работы двух больших энергообъединений Восточной Европы и Западной Европы актуален. Когда, как и насколько быстро может быть осуществлено это объединение еще исследуется. Тем не менее, с учетом этой перспективы ЭДФ (Государственная энергокомпания Франции) и ЦДУ ЕЭС России с 1992 г. обмениваются информацией о качестве поддержания частоты в этих энергообъединениях. На первом этапе партнеры обменивались суточными значениями средних и среднеквадратических отклонений частоты. Позднее для более тонкого анализа эти параметры рассчитывались для часовьих интервалов. Анализ результатов показывает, что оперативное обеспечение баланса активной мощности в двух системах реализовано не одинаково точно. Это различие объясняется ограниченной маневренностью генерирующих источников на Востоке и различием норм поддержания частоты.

Ключевые слова: энергосистемы, регулирование частоты, Запад и Восток Европы, исследование

Объединенные энергосистемы стран Западной и Восточной Европы долгое время развивались независимо друг от друга, исходя из существовавших в этих странах экономических систем.

Обмены электрической энергией между энергообъединениями были незначительны и реализовались через «вставки постоянного тока» (ВПТ) и несколько линий электропередачи переменного тока, работавших в режиме «острова».

После недавних политехнических и экономических изменений, произошедших в Европе, приобрел отчетливую реальность вопрос о возможности соединения на параллельную работу этих крупнейших энергообъединений мира. Действительно, расширение всякого энергообъединения дает возможности входящим в него энергосистемам получить преимущества за счет увеличения возможностей обменов электрической энергией и более эффективного использования имеющихся резервов мощности.

Однако параллельная работа этих энергообъединений возможна только при наличии совместности ряда основных технических параметров. Особенно важным среди них является качество регулирования частоты.

Проведенные исследования [1] позволили уточнить технические условия возможного объединения энергосистем стран Центральной Европы (Венгрии, Польши, Словакии и Чехии) с энергообъединением стран Западной Европы —

The synchronous connection between Eastern European and Western European power systems is a subject of major relevance at the present time. Studies to determine the feasibility and progressive scheduling of power system interconnection are still underway. In the meantime, the FRENCH NATIONAL ELECTRICITY COMPANY (EDF) and the CENTRAL DISPATCHING OFFICE of UNIFIED POWER GRID of RUSSIA since 1992 have been exchanging information concerning the quality of frequency maintenance. At the first stage the partners exchanged of twenty-four hours values of mean and mean standard deviations. Later for a more precise analysis these parameters were calculated at intervals of one hour. The analysis of results shows that an operative active power balance maintenance in two systems is not accomplished with the same precision. This distinction is explained by the lack of suppleness of generation equipment in the East and a different approach to the frequency control requirements.

Ключевые слова: electrical power systems, frequency control, East and West Europe, investigation

UCPTE (Союз по координации производства и передачи электрической энергии, состоящий из энергокомпаний стран Западной Европы — Австрии, Бельгии, Германии, Греции, Испании, Люксембурга, Нидерландов, Португалии, Франции, Швейцарии, Словении, Боснии — Герцеговины, Хорватии и Югославии). В соответствии с ними энергосистемы стран Центральной Европы провели соответствующие работы по усовершенствованию технических параметров своих энергосистем, дающие возможность появления в ближайшем будущем первых синхронных связей этих энергосистем с UCPTE.

Пока трудно оценить полностью масштаб работ и необходимые затраты для дальнейшего синхронного объединения энергосистем Востока и Запада. Однако первое представление об этом могут дать сравнительные исследования качества регулирования и поддержания частоты в энергообъединениях Запада и Востока.

Исходя из этого, ЭДФ и ЦДУ ЕЭС, начиная с 1991 г., в рамках научно-технического сотрудничества провели исследования качества регулирования и поддержания частоты в каждом из энергообъединений. Основные результаты этих исследований и приведены в статье.

Энергообъединения Запада и Востока. Краткие характеристики. Исследования проводились в течение 1992—1993 гг. в энергообъединении UCPTE, именуемым в дальнейшем «Запад» и в

энергообъединении ЕЭС/ОЭС (ЕЭС бывшего СССР и ОЭС стран Восточной Европы), имеющимся в дальнейшем «Восток». Оба энергообъединения работают несинхронно, но имеют одинаковую номинальную частоту 50 Гц. Они близки по значению максимального потребления мощности (порядка 200–250 ГВт), но значительно отличаются по размеру занимаемого географического пространства. Различна и структура генерирующих мощностей, а также некоторые нормы и требования к эксплуатации энергосистем. Все это привело к имеющимся различиям в части показателей стабильности частоты.

Оценивая стабильность частоты, важно определить ее количественные показатели для обоих энергообъединений за эти два года. В общем случае для любого энергообъединения частота является физической величиной, характеризующей качество сбалансированности генерации и потребления. Кроме того, она характеризует надежность функционирования энергообъединения и соблюдения контрактов на обмены электрической энергией.

Известны исследования по этой теме, проведенные в конце 80-х годов [2]. На рис. 1 показано распределение значений частоты по времени в 1989 г. в обоих энергообъединениях и в 1978–1982 гг. в энергообъединении «Восток».

На Востоке работа с частотой, близкой к 50 Гц,

Анализуемые измерения и принятый метод анализа. Измерения. Анализу были подвергнуты отклонения частоты от установленных значений. Для Востока — это 50 Гц, а для Запада — как 50 Гц, так и 49,95 или 50,05 Гц для тех периодов времени, когда на Западе производится корректировка «электрического» времени относительно астрономического. Изменения частоты производились каждые 5 с. На Западе для анализа качества регулирования частоты используются такие критерии, как, например, месячное число коррекций частоты, 15-минутные среднеквадратические отклонения частоты и др.

При отсутствии практики применения подобных критериев на Востоке, а также учитывая большой объем данных, подлежащих обработке, было решено ориентироваться на другие критерии, не требующие слишком много данных, удобные в применении и общие для двух систем. В качестве таких критериев были приняты: средние отклонения (μ) и среднеквадратические отклонения частоты от среднего значения (σ):

$$\mu = (1/N) \sum (F_i - F_0) \text{ для } i = 1, \dots, N;$$

$$\sigma = \sqrt{(1/N) \sum (F_i - F_0)^2} \text{ для } i = 1, \dots, N,$$

где F_0 — уставка по частоте; F_i — средняя измеренная частота; N — число измеренных значений.

Расчеты производились на суточном (при дискретности измерений 5 с $N=17280$) и часовом ($N=720$) интервалах. Суточные критерии систематически рассчитывались для всех суток 1992 и 1993 гг., а часовые — для первых недель каждого месяца с сентября по декабрь 1993 г. Таким образом число конечных переменных относительно сокращено и с ними легко обращаться.

Значимость выбранных критерий. В общем случае рассчитанные критерии не представляют амплитуды мгновенных отклонений. Среднесуточные отклонения показывают в первом приближении общее качество поддержания баланса между потреблением и генерацией при регулировании нагрузки на электростанциях. Учитывая, что интервалы расчета достаточно большие, могут быть выявлены только хронические или сезонные небалансы. Среднеквадратические отклонения за сутки характеризуют амплитуду флюктуаций этой же переменной, связанных с изменениями нагрузки и генерации. Средние и среднеквадратические отклонения хорошо характеризуют качество поддержания баланса активной мощности, показывают возможности (а следовательно, и средства) краткосрочного регулирования. Эти критерии позволяют различать долговременные и кратковременные отклонения. В то же время, так как часовой интервал все же большой, быстрые

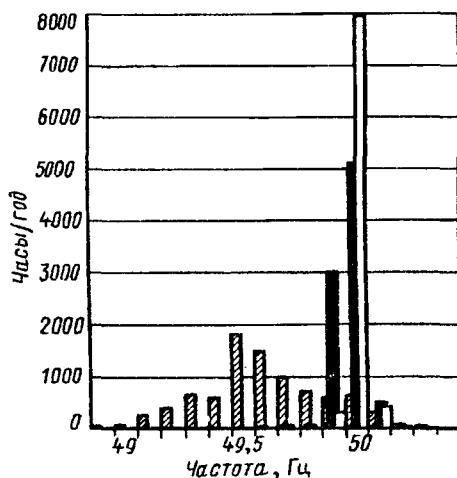


Рис. 1. Сравнение распределений частоты в энергообъединениях Восточной и Западной Европы
— Восток 1978–1982 гг.; ■ — Восток 1989 г.; □ — Запад 1989 г.

в 1989 г. значительно улучшилась по сравнению с предшествующим периодом, однако отклонения от 50 Гц более значительны по сравнению с показателями западноевропейского энергообъединения. Каково же положение в настоящее время? Какие выводы можно сделать, наблюдая за частотой на временных интервалах год–сезон (полугодие) — сутки? Попытаемся ответить на эти вопросы.

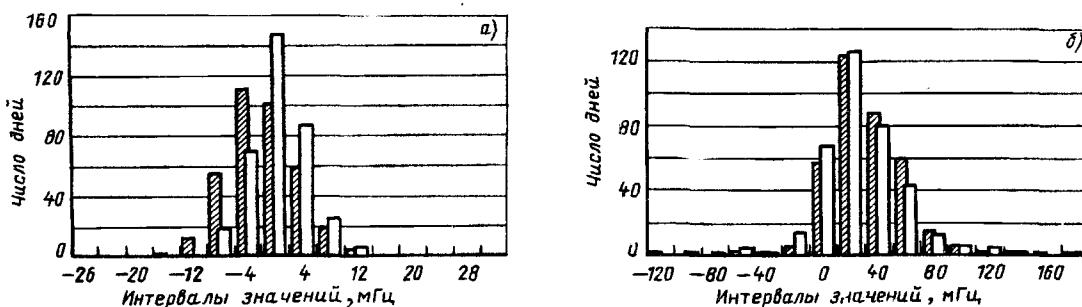


Рис. 2. Сравнение распределений среднесуточных отклонений частоты в 1992/1993 гг.: а — Западная Европа; б — Восточная Европа; ■ — 1992 г.; □ — 1993 г.

отклонения не обнаруживаются.

Метод представления данных. Для представления имеющихся данных приняты два классических метода: один — в виде распределения по продолжительности, другой — в виде распределения по часам суток, месяцам и дням года.

Распределение по продолжительности располагает данные в зависимости от их значений. Оно указывает на повторяемость ситуаций. Распределение по времени показывает эволюцию ситуации во времени или в зависимости от сезонов, или от времени суток.

Распределение по продолжительности за год суточных средних и среднеквадратических отклонений. Среднесуточные отклонения. С учетом некоторого масштаба ход огибающих среднесуточных отклонений для Востока и для Запада (рис. 2) почти одинаков. Кривые огибающих близки к кривой нормального распределения Гаусса. Тем не менее, надо отметить несколько большее смещение от нуля среднего значения кривой рис. 2,б, чем кривой рис. 2,а. Нормальный закон распределения отклонений указывает на случайный характер небаланса активной мощности, приводящий к отклонениям частоты. Небольшой сдвиг влево зависимости рис. 2,а указывает на некоторую тенденцию недостаточности генерации на Западе в 1992 г., в то время как на Востоке видна тенденция избыточности генерации оба рассматриваемых года, в среднем по годам. Это представление, однако, не позволяет судить, идет речь о перманентном или конъюнктурном отклонении, что будет уточнено позже по годовому и суточному распределению по времени. Во всяком случае, схожесть двух систем на этом кончается, так как их показатели в части поддержания номинальной частоты весьма различны.

Среднеквадратическое отклонение среднесуточных отклонений на Востоке в 1993 г. составляет 32 мГц против 4,1 мГц на Западе. Средние значения этих же величин в 1993 г. составляют 23 мГц на Востоке против 0,5 мГц на Западе. Крайние значения среднесуточных отклонений тоже сильно отличаются: -100 мГц и +180 мГц

на Востоке, -11 мГц и +18 мГц на Западе.

В энергосистемах Запада придают большое значение поддержанию частоты на согласованном уровне. Восточные энергосистемы допускают отклонения частоты от номинальной с заметной тенденцией к частотам выше 50 Гц. Обильные паводки весной, проблемы с топливом и трудности регулирования мощности генерирующего оборудования на тепловых электростанциях лежат в основе этих явлений.

В среднем такое поведение двух систем обнаруживается как в 1992 г., так и в 1993 г., хотя в обеих системах можно заметить некоторое приближение кривых распределения к идеальным (среднесуточные отклонения ближе к нулю): на Востоке от 27 мГц до 23 мГц, на Западе от -1,8 мГц до 0,5 мГц. Это говорит о лучшем поддержании частоты на согласованном уровне.

Суточные среднеквадратические отклонения. Аналогичные комментарии могут быть сделаны по наблюдению суточных среднеквадратических отклонений. С учетом разных масштабов кривые распределения сравнимы и показывают концентрацию данных вблизи малых значений, более заметную на Западе, чем на Востоке. Эти кривые близки к закону распределения Пуассона. Но аналогия здесь кончается. Эти значения, рассчитанные для двух систем, сильно отличаются: среднее суточное среднеквадратическое отклонение в 1993 г. на Востоке равно 59 мГц и 17 мГц на Западе. Это говорит о том, что на Востоке флюктуации нагрузки не компенсируются достаточно быстро, энергосистемы Запада лучше ограничивают отклонения.

Сравнивая 1992 и 1993 гг., можно сделать те же замечания, что и в отношении среднесуточных отклонений. Отмечается небольшое улучшение устранения небалансов: средние среднеквадратические отклонения снизились с 63 до 59 мГц на Востоке и с 19 до 17 мГц на Западе.

Распределение по месяцам года средних и среднеквадратических отклонений частоты. Изменения суточных среднеквадратических отклонений

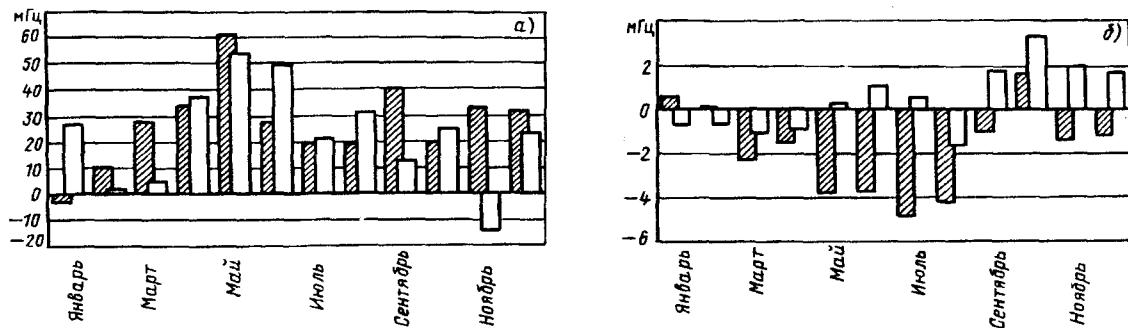


Рис. 3. Сравнение средний по месяцам 1992/1993 гг. распределений среднесуточных отклонений частоты:
а — Восточная Европа; б — Западная Европа; ■ — 1992 г.; □ — 1993 г.

в 1993 г. по сравнению с 1992 г. не такое значительное, чтобы на нем останавливаться, поэтому рассматриваются только средние суточные отклонения. Рассчитаны средние отклонения по месяцам. Распределение по годам показывает в основном большую дисперсию величин на Востоке, в большинстве положительных (рис. 3, а). Видны две особенности. В каждом году из двух наблюдаются максимальные положительные отклонения в течение второго квартала. Это означает излишнюю генерацию и объясняется большой водностью в этот период и недостаточной маневренностью тепловых энергоблоков ТЭС. С другой стороны отмечаются большие положительные отклонения в январе и отрицательные в ноябре 1993 г. Это указывает на практически перманентные (в масштабе суток) как избыток, так и дефицит генерирующей мощности. Эти отдельные большие отклонения связаны со значительными и конкретными событиями, которые имели место в энергообъединении Востока: отсутствие соглашения о параллельной работе между партнерами привело к снижению частоты в начале 1992 г. и нескомпенсированный дефицит мощности в ОЭС Украины, приведший к ее отделению от ЕЭС, в конце 1993 г.

Годовые распределения на Западе показывают, что суточные отклонения малы и слабо рассеяны (рис. 3, б). Это означает относительное постоянство значения небалансов и гибкость средств регулирования мощности. Здесь лучшее поддержание часто-

ты на согласованном уровне в 1993 г. в сравнении с предыдущим годом. Это улучшение очевидно в первые три квартала 1993 г. Сезонность здесь влияет менее отчетливо, чем на Востоке. Можно отметить небольшое снижение частоты летом 1992 г., что объясняется некоторым ухудшением характеристик регулирования, связанным с уменьшением числа работающих в этот период генерирующих источников (низкая нагрузка, ремонты блоков).

Распределение средних и среднеквадратических отклонений по часам суток. Анализ охватывает данные за первые недели каждого месяца, с сентября по декабрь 1993 г. Для обеих систем были рассчитаны среднечасовые средние и среднеквадратические отклонения. Их распределение по часам суток характеризует поведение энергосистем в зависимости от времени суток.

На Востоке средние и среднеквадратические отклонения имеют большие значения в начале суток. Эти периоды соответствуют либо ситуациям, когда регулируемых источников недостаточно (трудности разгрузки блоков в периоды минимальных нагрузок), либо временной недостаточности регулировочного диапазона для краткосрочного (в пределах часа) регулирования. Наилучшим образом это иллюстрирует рис. 4, а.

Распределение часовых средних и среднеквадратических отклонений на Западе подтверждают относительную стабильность баланса между нагрузкой и генерацией. Наличие достаточных средств регулирования ограничивает краткосроч-

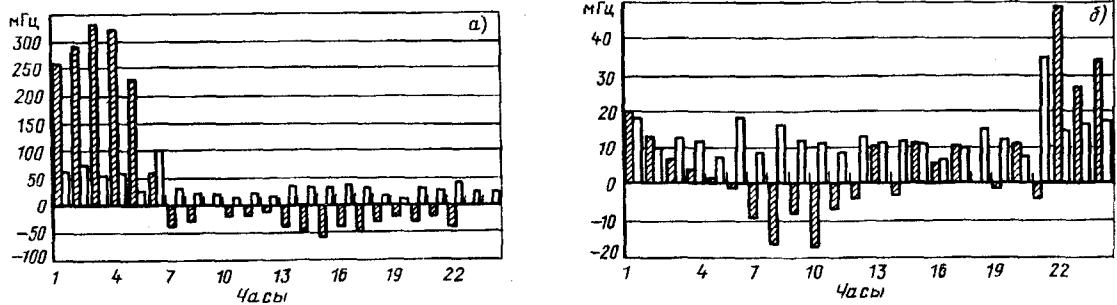


Рис. 4. Распределение часовых средних и среднеквадратических отклонений частоты: а — Восточная Европа (вторник 07.12.93); б — Западная Европа (среда 06.10.93); ■ — среднее; □ — среднеквадратическое

ные флюктуации. Тем не менее, видны периоды относительно сильных колебаний, особенно в конце суток, что видно из рис. 4,б.

Заключение. 1. Исследование подтверждает предыдущие представления о различии характеристик регулирования частоты в энергообъединениях Востока и Запада Европы. Тем не менее, получен новый численный материал, дополняющий эти знания.

2. Энергообъединение Запада характеризуется относительно малыми среднесуточными отклонениями частоты и очень слабо рассеянными (дисперсия в 1993 г. 4 мГц). Постоянство показателей также является характеристикой этой системы. Чувствительность к сезонам тоже слабо заметна. Некоторые особенности все же выявлены.

Несколько большие отклонения (весьма относительные) летом 1992 г. и зимой 1993 г. позволяют усмотреть пределы регулировочного диапазона в эти периоды. Также при более тонком часовом наблюдении видны несколько большие отклонения в конце суток. Это означает ограниченность средств для краткосрочного регулирования (перед резкими изменениями нагрузки в эти периоды).

3. Восточное энергообъединение характеризуется большими амплитудами флюктуаций частоты, чем на Западе, и большей их дисперсией (дисперсия средних отклонений в 1993 г. составила 32 мГц). Эти показатели не регулярны на протяжении года.

Обнаружена также зависимость от времен года, особенно весной, когда проявляется отсутствие гибкости средств регулирования, особенно энергоблоков ТЭС. Более тонкое наблюдение на часовом интервале показывает большие колебания в течение суток, особенно во второй половине ночи. Это говорит о трудностях разгрузки блоков в эти периоды и недостаточности средств краткосрочного регулирования.

4. Выявленные различия характеристик можно объяснить двумя причинами. С одной стороны, речь идет о различиях регулирующих мощностей и способов управления средствами для эксплуатации системы (доля регулируемых источников, регулирование нагрузки и генерации, структура мощностей и др.), и, с другой стороны, нормы поддержания частоты на Востоке допускают большие отклонения, чем на Западе.

5. Что касается прогресса в средних показателях двух систем, то мало наблюдается существенных изменений между 1992 г. и 1993 г. Тем не менее, анализ распределений показывает, что в западном объединении показатели поддержания частоты немного улучшились, среднесуточные отклонения и их дисперсия снизились. В разрезе года то же наблюдается в течение

первых трех кварталов 1993 г.

Что касается восточного объединения, то, хотя отклонения частоты остались по-прежнему значительными, предельные средние значения меньше в 1993 г. (-100 мГц и +180 мГц в 1993 г., -130 мГц и +190 мГц в 1992 г.), в частности, чувствительное улучшение получено в феврале—марте 1993 г. по сравнению с аналогичным периодом 1992 г.

6. Принятый подход, основанный на оценке суточных и часовых средних и среднеквадратичных отклонений, позволяет судить только о тенденциях в среднем. Если он позволяет определять зависимость от времен года, суточные и месячные флюктуации, то, напротив, не дает никакой информации ни о мгновенных отклонениях (которые могут во много раз превысить выявленные среднеквадратические отклонения и которые позволили бы определить требования к регулирующим энергоблокам, в частности, в терминах механической усталости), ни о возможностях регулирования в темпе процесса, например, при внезапном возмущении.

Восполнить этот пробел мог бы, например, анализ изменения частоты при потерях генерирующих энергоблоков. Измерения амплитуд реальных отклонений частоты и, в частности, максимальных, позволили бы дополнить данные первых наблюдений. Поэтому ЭДФ и ЦДУ ЕЭС России продолжат совместный анализ качества регулирования частоты в обоих энергообъединениях Европы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Испытания автономной параллельной работы энергосистем стран Восточной Европы / Блеха К., Вотлуха И., Шварц Л. и др. Электричество, 1994, № 10.
2. Energiewirtschaftliche Tagesfragen. 40. Jg. 1990, Heft 11.

Авторы: Ричард Бенежан (Richard Benéjean) — инженер-исследователь в службе исследования энергосистем ЭДФ, Франция.

Жан-Морис Севестр (Jean-Maurice Sevestre) — инженер в службе развития энергосистем ЭДФ, Франция.

Бондаренко Александр Федорович окончил энергетический факультет Львовского политехнического института в 1968 г. Главный диспетчер Центрального диспетчерского управления Единой энергосистемы (ЦДУ ЕЭС) России.

Герих Валентин Платонович окончил энергетический факультет Кишиневского политехнического института в 1974 г. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Выявление особенностей режимов управляемых самокомпенсирующихся линий электропередачи на электродинамической модели энергосистемы» в Московском энергетическом институте. Заместитель начальника службы оптимизации электрических режимов ЦДУ ЕЭС России.

Моделирование действий релейных защит и противоаварийной автоматики при расчетах режимов сложных энергосистем

ЛОХАНИН Е.К., СКРИПНИК А.И., МАКАРОВ С.Ф., ГОНЧАРЮК Н.В., БОНДАРЬ Л.А.

Приводится математическая модель действий релейных защит, противоаварийной автоматики и реализация этой модели на ПЭВМ. Рассматриваемая модель позволяет моделировать и исследовать практически все существующие и проектируемые мероприятия, обеспечивающие надежную работу крупных энергообъединений, включая и действия централизованных устройств ПА. В качестве примера рассмотрено моделирование действий ПА и расчет переходного процесса, пред назначенных для ликвидации асинхронного режима в Костромской энергосистеме.

Ключевые слова: энергосистема, релейная защита, противоаварийная автоматика, моделирование, расчеты

Системы автоматического управления должны предотвращать или уменьшать повреждения основного оборудования, обеспечивать условия существования установившегося послеаварийного режима, предотвращать нарушения синхронной работы частей энергосистемы и обеспечивать устойчивость узлов нагрузки, предотвращать опасное снижение частоты в энергосистеме, локализовать возмущения, прекращать ход и восстанавливать нормальную работу потребителей.

Построение и реализация таких систем управления — весьма трудная задача. В статье приводится математическая модель действий релейной защиты (РЗ) и противоаварийной автоматики (ПА) и реализация этой модели на ПЭВМ. Данная статья является продолжением работ в области моделирования ПА [1, 2, 3].

Вся ПА может быть условно разбита на три группы.

Первая группа: устройства, предотвращающие нарушение статической и динамической устойчивости. Большинство этих устройств имеют следующие основные органы:

выявительные или пусковые, выявляющие момент возникновения нарушения нормального режима и запускающие ПА;

контроля значения и направления перетоков активной мощности предшествующего установившегося режима в контролируемом сечении, выявления тяжести аварии.

Вторая группа: устройства, предотвращающие или прекращающие асинхронный режим, которые в свою очередь делятся на два вида:

быстро действующие, срабатывающие мгновенно или с небольшой задержкой времени в течение первого периода асинхронного режима;

A mathematical model of actions of a relay protection and emergency control schemes (ECS) as well as realization of this model on a PC are presented. The considered model allows to simulate practically all means existing and being designed, which ensure a reliable operation of large electrical power systems, including centralized ECS device action. As an example the simulation of ECS actions and calculation of transients aimed to eliminate asynchronous conditions in the Kostroma power system are considered.

Key words: electrical power system, relay protection, emergency control schemes, simulation, calculation

замедленные, срабатывающие с заданной задержкой времени или после определенного числа периодов асинхронного режима.

Третья группа: устройства, ликвидирующие опасное повышение или понижение частоты и напряжения (АЧР, ЧАПВ) при длительных послеаварийных переходных режимах, связанных с изменением частоты напряжения и реактивной мощности энергосистемы. Автоматика от повышения напряжения действует на включение нормально отключенных шунтирующих реакторов, а в дальнейшем и на отключение ВЛ, являющихся источником избыточной реактивной мощности. Для разгрузки электропередач при отключении загруженных линий, ликвидации дефицитов мощности производится отключение генераторов, быстрая разгрузка паровых турбин, а также отключение нагрузки от специальной автоматики (САОН) и от АЧР, выделение электростанций с примерно сбалансированной нагрузкой при глубоком снижении частоты.

Описание модели. Модель разрабатывалась с учетом двух основных требований:

сделать модель достаточно гибкой и по мере возможности простой для пользователя;

создать универсальную модель, позволяющую использовать ее как для проектных, так и эксплуатационных целей.

Действия РЗ и ПА в приведенной далее методике моделируются при помощи набора процедур, условно называемых в дальнейшем программными блоками автоматики (ПБА). Указанные ПБА объединяются в группы. При этом каждый ПБА представляет собой набор факторов контроля предшествующего режима (КПР), блокировки (БЛО), факторов запуска (ФЗ) и воз-

действий (D_1, D_2, \dots, D_n). Срабатывание факторов КПР, БЛО и ФЗ определяется заданными условиями, связанными между собой логическими связями с помощью круглых скобок и слов ИЛИ, И.

Каждый i -й фактор ($i=1, \dots, m$) заданного условия (F_i) имеет следующую структуру записи:

(КСУ М) $>=$ или $<=$ Пу Ту K_b ,

где КСУ — ключевое слово условия; М — место контроля условия; Пу — заданная уставка условия; Ту — длительность проверки условия после достижения F_i уставки Пу; K_b — коэффициент возврата, определяющий изменение уставки Пу при повторном возврате к проверке данного условия.

Ключевые слова условий определяются следующим набором контролируемых параметров (в скобках указаны сокращения, используемые далее в примере расчета): включена ветвь, отключена ветвь, модуль комплексного динамического сопротивления электропередачи, зона действия реле сопротивления (Реле Сопр), производная модуля динамического сопротивления электропередачи, производная модуля тока линии, изменение мощности линии на расчетном интервале, число изменения знака перетока активной мощности по линии (Знак Р), изменение знака производной перетока, полупериода колебаний напряжения, количество качаний по углу, полупериод колебания мощности, срабатывание каких-либо устройств автоматики, модуль максимального взаимного угла, изменение мощности сечения, модуль фазного тока ветви (Ток ветви), переток активной мощности, переток реактивной мощности, производная мощности линии по току, модуль напряжения в узле, активная или реактивная нагрузка узла, активная или реактивная генерация узла, угол вектора напряжения в узле, модуль угла вектора напряжения в узле, изменение знака производной напряжения узла, отключен шунт или реактор, включен шунт или реактор, частота в узле, производная частоты в узле, разница углов напряжений в узлах, модуль разницы углов напряжений, угол на зажимах реле угла, разность частот в узлах, модуль тока генератора, угол ротора генератора, модуль угла ротора генератора, скольжение генератора, изменение знака производной скольжения генератора, изменение знака скольжения генератора, разница углов роторов генераторов, модуль разницы углов роторов, разница скольжений генераторов, активная или реактивная мощность сечения, среднесистемная частота, текущее время расчета и др.

Следует отметить, что логическая структура условий для факторов КПР, БЛО, ФЗ одинакова

и имеет следующий вид:

$F_1[(\text{или}/\text{и})F_2 \dots (\text{или}/\text{и})F_m)]$.

Как показал опыт моделирования действий различных средств ПА, число логических скобок может быть ограничено четырьмя.

Таким образом, структура модели отдельного ПБА выглядит следующим образом:

$N_a N_{\text{гр}} \text{ ПРИ ВКЛ/ВЫК}$ — заголовок ПВА, КПР БЛО ФЗ — условия запуска ПВА,

$D_1(D_2 \dots D_n)$ — воздействия,

где N_a — номер и название отдельного ПВА; $N_{\text{гр}}$ — номер группы, в которую объединены несколько ПВА; ПРИ — признак приоритетного ПВА, входящего в заданную группу (при срабатывании ПВА с символом «ПРИ» блокируются все ПВА, входящие в данную группу); ВКЛ/ВЫК — признак, указывающий, введен или выведен данный ПВА перед началом расчета; F_1, F_2, \dots, F_m — факторы контроля предшествующего установившегося режима (КПР), блокировки (БЛО) и запуска (ФЗ); $D_1(D_2 \dots D_n)$ — набор воздействий данного ПВА.

Каждое j -е воздействие D_j ($j=1, \dots, n$) имеет следующую структуру записи

КСД М П Т $T_{\text{зд}}$,

где КСД — ключевое слово одного из воздействий ПВА; М — место выполнения воздействия; П — новые значения параметров, получаемые после выполнения данного воздействия; $T_{\text{зд}}$ — время задержки выполнения данного воздействия.

Ключевые слова КСД определяются следующим набором воздействий: изменить шунт, изменить коэффициент трансформации, отключить ветвь, изменить суммарную нагрузку узла, изменить состав генераторов в узле (Изменить $P_{\text{ген}}$), программное управление мощностью с блокированной РС, отключить возбуждение генератора, включить автоматику, отключить автоматику, блокировка действия, изменить первый параметр автоматики, изменить второй параметр автоматики, изменить номер временной функции, изменить уставку условия, возвратить расчет к моменту Тв, остановить расчет режима, изменить сопротивление ветви, изменить проводимость ветви, отключить ветвь с изменением шунта, отключить ветвь в начале, включить ветвь, отключить узел, отключить шунт в узле, включить шунт в узле, ввести программное управление мощностью (УПР APC), изменить ветвь задержки воздействия, изменить коэффициент возврата, изменить исходные параметры, фиктивное действие, изменить количество возвратов, изменить время окончания расчета, изменить шаг вывода на график, изменить шаг контроля автоматики, изменить шаг интегрирования, изменить время возврата, печать результатов, запись состояния расчета и др.

Как видно из структуры модели отдельной автоматики, контроль факторов запуска этой автоматики осуществляется только после контроля факторов КПР и БЛО при условии, что данная автоматика в рассматриваемый момент времени была включена. Причем, фактор контроля КПР осуществляется только один раз перед началом переходного режима. С помощью этого фактора осуществляется выбор автоматики, соответствующий тому или иному исходному установившемуся режиму. В процессе переходного режима та или иная автоматика может быть включена или выключена соответствующим действием другой автоматики. Блокировка или ее снятие может осуществляться только факторами блокировки, которые могут быть также изменены в переходном процессе соответствующими действиями другой автоматики.

Условия предварительности для срабатывания рассматриваемой автоматики имитируются введением фактора ее срабатывания, в котором перечисляются те устройства автоматики, которые запускаются от данной автоматики.

После срабатывания отдельной автоматики она считается отключенной. Многократность действия автоматики обеспечивается тем, что в одном из ее действий предусматривается включение этой автоматикой самой себя или соответствующим действием другой автоматики.

Изложенная математическая модель допускает автоматическое проигрывание различных режимов работы энергосистемы и обеспечивает слежение за интересующими параметрами. Для этой цели в набор воздействий введен циклический возврат переходного процесса к определенному моменту времени T_b требуемое число раз. Указанное воздействие возвращает N раз расчет к заданному моменту T_b . Его целесообразно использовать при автоматическом проигрывании серии вариантов режимов для настройки противоаварийной автоматики и систем регулирования.

Рассматриваемая модель действий ПА позволяет также детально анализировать переходные процессы и выбирать целесообразные способы управления режимами энергосистем. Так, например, среди воздействий имеется программное управление, изменяющее механическую мощность турбины, имитируя таким образом работу электрогидравлической приставки (ЭГП). В этом воздействии указываются типы функций $f(t)$, по которым будет изменяться механическая мощность турбины. При этом сами функции $f(t)$ задаются в виде кусочно-линейной аппроксимации. В процессе расчета можно автоматически переходить с одного типа функций на другой.

Оценка эффективности работы ПА, получение

количественных показателей надежности энергосистем и электроснабжения потребителей обеспечиваются в рамках решения задач, входящих в состав вычислительного режима комплекса ВРК [4].

Для этой цели наряду с исходными данными о режиме энергосистемы и системах регулирования вводится необходимая информация о структуре оперативной схемы ЭЭС, показателях надежности ее элементов, условиях работы устройств ПА и показателях их надежности.

На основании указанной информации в результате действий ПА рассматриваются все возможные траектории перехода из одного режима в другой. При этом определяются вероятности переходов по каждой траектории с учетом правильных срабатываний, излишних срабатываний и отказов в срабатывании как самих устройств ПА, так и устройств, на которые действуют их исполнительные органы [5].

По расчетным данным о вероятностях возмущений и переходах системы в возможные послеварийные режимы определяются показатели надежности работы энергосистемы в целом.

Пример. В качестве примера рассмотрим моделирование действий ПА, предназначенных для ликвидации асинхронного режима в Костромской энергосистеме.

Применяемая расчетная схема электрической сети состоит из 350 узлов (из них генераторных — 51) и 464 ветвей. Собственно на Костромскую энергосистему приходится 107 узлов, в том числе 10 генераторных, и 129 ветвей. Остальные узлы — из смежных энергосистем. Расчетная схема содержит балансирующий узел 500 кВ, расположенный в зоне Московского кольца. Костромская ГРЭС насыщена многочисленными устройствами защит и противоаварийной автоматики, которые оказывают сильное влияние на электрические режимы не только Костромской, но и смежных энергосистем: Ярославской, Ивановской, Вологодской. В статье приводится математическая модель действий только одной группы ПА, связанной с ликвидацией асинхронного режима Костромской ГРЭС.

Введем следующие условные номера и названия ПВА, объединенных в группу 1: ПВА № 3 «АЛАР-1»; ПВА № 4 «АЛАР-2»; ПВА № 5 «АЛАР-3».

Указанные ПВА подключаются в работу, если суммарная активная мощность генерации в узлах 18, 19, 20 и 10 в предшествующем установившемся режиме будет больше или равна 3000 МВт. При соблюдении этого условия примем начальные состояния этих ПВА включенными. Рассмотрим функции каждой из приведенных автоматики.

Программный блок ПВА № 3 контролируется

с самого начала переходного процесса, так как не имеет факторов блокировки. Контроль за срабатыванием этого ПБА осуществляется по фактору запуска, заданному следующей логической цепочкой условий:

ток по электропередаче 47—46 Кострома—Владимир превысит значение 1,5 кА или сработает реле сопротивления на линии 47—46;

произойдет два асинхронных цикла качаний перетока активной мощности по линии 47—46 (четыре изменения знака перетока мощности); период качаний перетока активной мощности ТР должен быть меньше 0,5 с.

Зона срабатывания реле сопротивления приведена на рис. 1. Определяющие параметры реле: исходные — $Z_{\max} = 80$ Ом — максимальный диаметр окружности реле сопротивления; $\varphi = 70^\circ$ — угол, определяющий вектор центра окружности; СМ = 20% — смещение окружности (% Z_{\max}); смещение в 1-й квадрант определяется знаком «-», в 3-й — знаком «+»; рассчитываемые параметры — расстояние центра окружности от начала координат

$$a = 0,5 Z_{\max} (1 - CM/100) = 32 \text{ Ом};$$

радиус окружности, определяющий зону срабатывания реле сопротивления с учетом смещения

$$R = 0,5 Z_{\max} (1 + CM/100) = 48 \text{ Ом}.$$

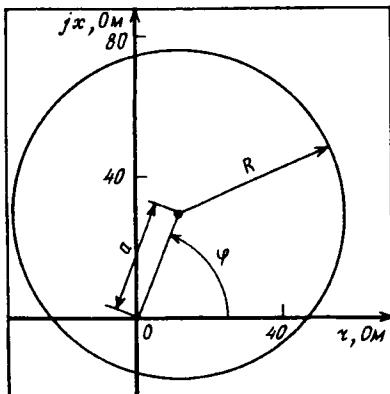


Рис. 1. Зона срабатывания реле сопротивления

Динамическое сопротивление электропередачи определяется по формуле

$$Z_{pq} = r + jx = U_p / I_{pq}.$$

После выполнения рассмотренного фактора запуска с запаздыванием в 1 с вводится программное управление импульсной разгрузкой турбин генераторов в узле 20 с помощью ЭГП по заданной временной функции $f(t)$, изображенной на рис. 2.

Программный блок ПБА № 4 заблокирован

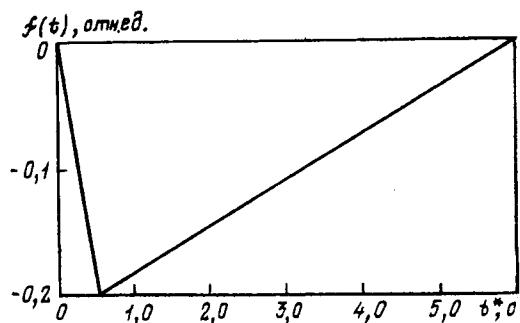


Рис. 2. Функция $f(t)$ программного управления для разгрузки турбины (ЭГП); время действия $f(t)$ отсчитывается от момента ее включения ($t=t_{\text{вкл}}+t^*$); номер временной функции в данном случае равен 4

ПБА № 3 и начинает контролироваться только после срабатывания последнего. Основное назначение автоматики № 4 состоит в контроле последствий введения программного управления ПБА № 3. Причем, в случае прекращения асинхронных колебаний перетока активной мощности по линии 47—46 дальнейшие действия ПБА № 5 будут заблокированы.

В случае, если асинхронный режим не закончится после четырех циклов качаний, происходит разблокировка ПБА № 5 с задержкой $T_3 = 1$ с. Таким образом, ПБА № 4 никаких воздействий в электрической сети не производит (фиктивное действие) и служит только для возможного запуска последующего ПБА № 5.

Программный блок ПБА № 5 разблокируется и начинает контролироваться только после срабатывания ПБА № 4. Основное его назначение состоит в проведении дополнительного воздействия для ликвидации асинхронного режима в случае его продолжения. Указанный ПБА запускается после двух циклов асинхронных качаний. При этом ограничения на период качаний в ПБА 4 и 5 не накладываются. Действие ПБА № 5 — уменьшение состава генераторов в узле 20 на 50%, что соответствует отключению двух генераторов с общей номинальной мощностью 600 МВт. Данный ПБА имеет признак приоритета. Это означает, что при его срабатывании блокируются все ПБА, входящие в рассматриваемую группу.

На основании изложенного исходные данные о рассматриваемой автоматике можно записать следующим образом:

ПБА № 3, $N_{\text{гр}} = 1$, ПРИ = 0, ВКЛ.

КПР: $(P_{\text{ген}} 18 + P_{\text{ген}} 19 + P_{\text{ген}} 20 + P_{\text{ген}} 10) > = 3000$

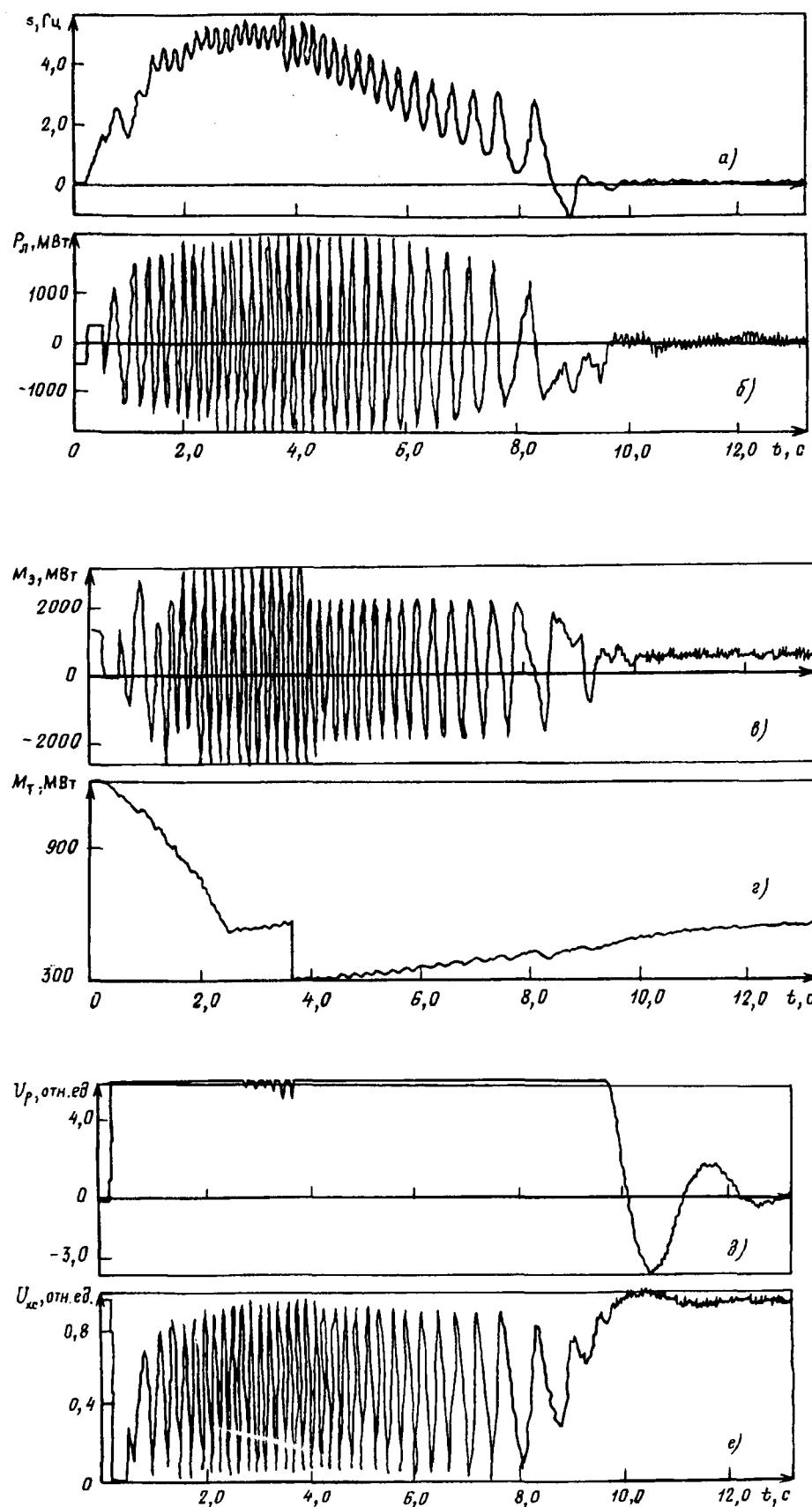
ФЗ: Ток Ветви 46—47 $> = 5$ ИЛИ

Реле Сопр 46—47 $Z = 80$, $= 70$, СМ = 20 И

Знак Р 46—47 $> = 4$ И ТР $> = 0,5$

Д1: УПР АРС в 20 узле (номер временной функции = 4, $T_3 = 1$).

ПБА № 4, $N_{\text{гр}} = 1$, ПРИ = 0, ВКЛ.



БЛО: Срабатывание ПБА № 3.
ФЗ: Знак Р в 46—47 > =8.
Д1: Фиктивное действие, $T=1$.

ПБА № 5, $N_{\text{гр}}=1$, ПРИ=1, ВКЛ.

БЛО: Срабатывание ПБА № 4
ФЗ: Знак Р в 46—47 > =4.
Д1: Изменение $P_{\text{ген}}$ в узле 20 на -600 МВт.

На рис. 3 приведены расчеты переходного процесса в Костромской энергосистеме при трехфазном коротком замыкании при $t=0,2$ с длительностью 0,3 с в узле 47 (шины трансформатора Костромской ГРЭС на стороне 500 кВ). В результате указанного КЗ при $T=1,0$ с происходит нарушение синхронной работы генераторов и возникает асинхронный режим, который распознается ПБА № 3. После двух циклов качаний перетока по линии 47—46 с периодом около 0,2 с и с учетом заданной задержки при $T=1,92$ на генераторах узла 20 включается программное управление по разгрузке турбин (ЭГП) в виде импульса, изображенного на рис. 2. Как видно из рис. 3, введение программного управления на генераторах не привело после четырех циклов качаний к ликвидации асинхронного режима, однако, дальнейшее увеличение скольжений генераторов прекратилось. В результате продолжения асинхронного режима при $T=3,24$ с сработал ПБА № 4, который разблокировал ПБА № 5. Последний сработал при $T=3,56$ с, отключив 50% генераторов в узле 20. После последнего воздействия частота вращения оставшихся генераторов постепенно начала уменьшаться. Соответственно начал увеличиваться период асинхронных колебаний. После периода в 0,8 с при

Рис. 3. Расчеты результирующей устойчивости в Костромской энергосистеме:
а — скольжения генераторов в узле 20; б — переток активной мощности по линии 46—47; в — электромагнитный момент генераторов в узле 20; г — механический момент генераторов в узле 20; д — выходной сигнал регуляторов возбуждения генераторов в узле 20; е — модуль вектора напряжения в узле 47

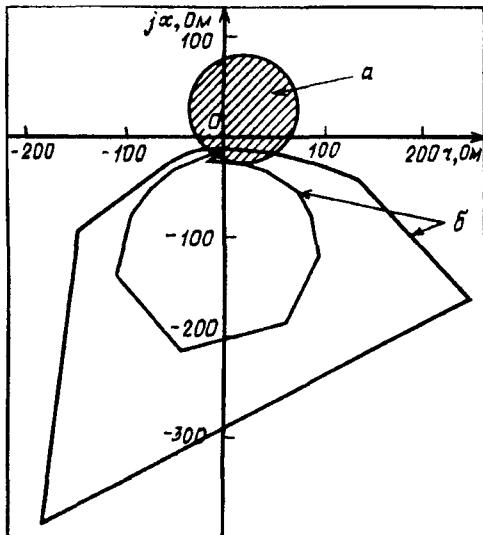


Рис. 4. Годограф динамического сопротивления электроподачи (46–47) на начальном отрезке расчетного интервала, определяемом ПЭВМ при срабатывании реле сопротивления: а — зона срабатывания реле сопротивления; б — годограф динамического сопротивления

$T=8,8$ с произошло втягивание генераторов в синхронизм, и асинхронный режим прекратился. Остались только синхронные качания генераторов, которые при $T=13$ с практически затухают. Для большей наглядности на рис. 4 приведен годограф динамического сопротивления электроподачи 46–47, определяющий срабатывание соответствующего реле сопротивления.

Выводы. 1. Рассмотренная модель действий релейных защит и противоаварийной автоматики позволяет моделировать и исследовать практически все существующие и проектируемые мероприятия, обеспечивающие надежную работу крупных энергообъединений, включая и действия централизованных устройств ПА.

2. Указанная модель реализована в вычислительных режимных комплексах ВРК и ДАКАР, которые в настоящее время внедряются в энергосистемах СНГ, а также в проектных организациях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лоханин Е.К., Васильева Г.В., Миллер И.В. Моделирование работы системной автоматики в сложных энергосистемах и реализация ее на ЭВМ. — Труды ВНИИЭ, 1976, вып. 51.

2. Лоханин Е.К., Васильева Г.В., Моржин Ю.И. Моделирование переходных процессов в энергосистеме с учетом противоаварийной автоматики. Доклад на МЭК ООН «Seminar on Models of Planning and Operating Electric Power

Systems», Moscow, June, 1987.

3. Лоханин Е.К. Методы расчета и анализа устанавлившихся режимов, статической и динамической устойчивости для выбора, контроля, настройки системных автоматик и электрических защит. Доклад на международной конференции «Protection of the Electric Power Equipment in the Generation and Distribution of Electric Energy». — BRNO, 1987.

4. Информационно-вычислительная система для расчетов и анализа режимов и надежности энергосистем / Лоханин Е.К., Галактионов Ю.И., Гончарук Н.В., и др. — Электричество, 1994, № 9.

5. Синельчугов Ф.И., Макаров С.Ф., Лоханин Е.К. Эксплуатационный расчет надежности электрических сетей объединенных энергосистем. — Известия АН СССР. Энергетика и транспорт, 1991, № 2.

[31.03.94]

Авторы: Лоханин Евгений Константинович окончил гидроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1957 г. В 1993 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Методы расчета и анализа стационарных и переходных режимов сложных энергосистем» в С.-Петербургском техническом университете. Ведущий научный сотрудник Национально-исследовательского института электроэнергетики (ВНИИЭ).

Скрипник Алексей Иванович окончил энергетический факультет Львовского политехнического института в 1966 г. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Электрические станции, сети, системы и управление ими» в Ленинградском политехническом институте (ЛПИ). Доцент Львовского государственного политехнического университета.

Макаров Сергей Федорович окончил электроэнергетический факультет МЭИ. В 1987 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Методы расчета надежности энергосистем» во ВНИИЭ. Заведующий сектором режимов и надежности ВНИИЭ.

Гончарук Нонна Всеволодовна окончила механико-математический факультет МГУ в 1971 г. В 1981 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме «Упрощенная методика расчета статической устойчивости энергосистем на основе сетевого эквивалентирования» в ЛПИ. Старший научный сотрудник ВНИИЭ.

Бондарь Лев Анатольевич окончил электроэнергетический факультет Ивановского филиала МЭИ в 1967 г. Старший диспетчер Центральной диспетчерской службы АО «Костромаэнерго».

Токи и напряжения промышленных сетей при питании мощных ламповых генераторов.

БЛИНОВ Ю.И., ВАСИЛЬЕВ А.С., КАЧАНОВ Б.Я., КОГАН Б.В.

Рассматривается влияние импульсно-периодических режимов работы мощных электротехнологических установок на сеть промышленной частоты на примере работы промышленных ламповых генераторов. Установки исследуются в диапазоне мощностей 100—400 кВт, в диапазоне низкочастотной модуляции 50—5000 Гц. Приводятся временные диаграммы как сетевых токов и напряжений, так и формы напряжения на вентилях управляемого и неуправляемого выпрямителя в различных режимах работы. Даются рекомендации по снижению влияния таких установок на сеть промышленной частоты.

Ключевые слова: электрические сети, ламповые генераторы, импульсно-периодические режимы, исследование

Задача снижения влияния на промышленную сеть мощных потребителей с нелинейными характеристиками общезвестна [1, 2], но, по-прежнему, не утратила своей актуальности. Появление новых видов технологического оборудования, новых технологий, использующих ранее не применяющиеся режимы работы уже известного технологического оборудования вновь, заставляет возвращаться к этой проблеме.

Работа ламповых генераторов (ЛГ) мощностью 100—400 кВт, работающих в импульсных или импульсно-периодических режимах (ИИПР) на трубосварных станах, а также в других областях использующих высокointенсивный нагрев, требует тщательного изучения влияния ИИПР на питающую сеть.

Для оценки влияния степени искажения напряжения сети на электроприемнике используют коэффициент несинусоидальности

$$K_{nc} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N U_n^2}}{U_{nom}},$$

где U_n и $U_{ном}$ — напряжение n -й гармоники и номинальное напряжение сети.

Значение этого коэффициента регламентируется стандартом и в России не должно превышать 5%. При этом номер последней из n гармоник не указывается. В других странах предельное значение этого коэффициента такое же (Венгрия, Чехия, Словакия), в третьих он меняется от 1% (Япония) до 4% (Швеция).

Вместе с тем, в электротехнике для оценки степени искажения формы несинусоидального сигнала $f(t)$ вводится [3] коэффициент иска-

The paper considers the influence of high frequency power electrotechnological installations on a supply network after the example of valve generator operating in PWM-mode. It is shown that the quality of network voltage and current depends on the power of electrotechnological installation, period-to-pulse factor, low frequency modulation. Recommendations for decreasing the influence of these specific operating modes on supply network are given.

Ключевые слова: электрические сети, ламповые генераторы, импульсно-периодические режимы, исследование

жений

$$K_{nc} = \frac{f_1}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}} < 1$$

и коэффициент амплитуды

$$K_a = \frac{f_m}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f^2(t) dt}},$$

где f_1 — первая гармоника сигнала; f_m — максимальное значение функции.

Для синусоидального сигнала $K_{nc}=1$, а $K_a=1,41$. Три этих коэффициента позволяют более полно судить о качестве сетевого напряжения.

Для оценки влияния ИИПР схем ЛГ на сеть питающей частоты исследовались четыре установки 100, 160, 250 и 400 кВт. Так как наиболее сильное влияние на питающую сеть оказывает более мощный ЛГ, приведем полные результаты исследований именно для генератора мощностью 400 кВт. Упрощенная схема подключения ЛГ к сети промышленной частоты без учета ряда элементов, не оказывающих влияния на энергетику работы всей установки, приведена на рис. 1. Исследования этой схемы проводились с помощью программы САУЭП [4]. Для анализа электрической схемы используется расчетная схема, которая строится с учетом допущений, положенных в основу программы, а также некоторых преобразований. Основные допущения при преобразовании схемы свелись к следующим:

1) схема замещения трансформатора принята линейной, расчет индуктивности рассеяния трансформатора и активных потерь в нем проведен исходя из мощности короткого замыкания сети [3]; параметры вторичной стороны ЛГ приведены

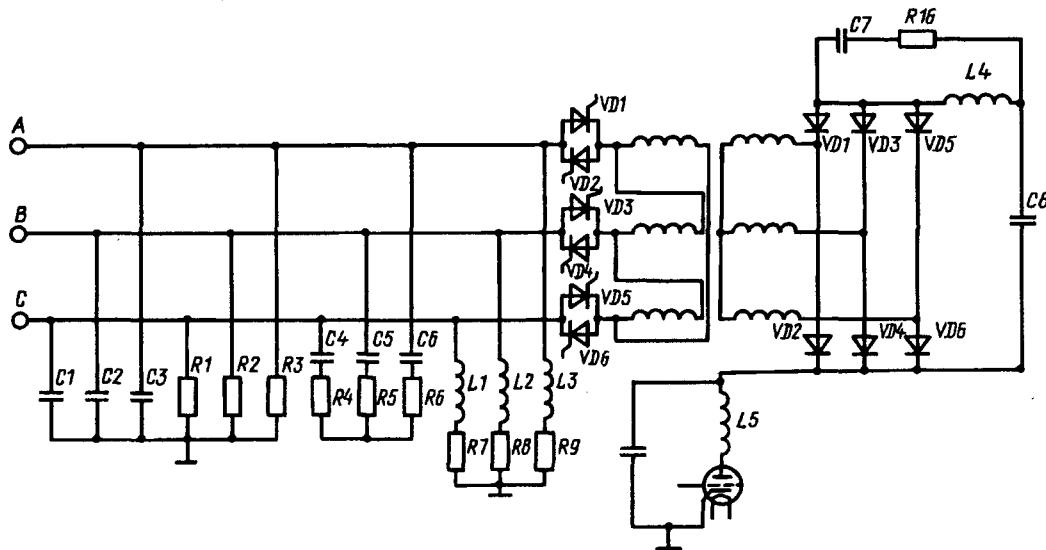


Рис. 1. Упрощенная схема подключения ЛГ к сети промышленной частоты

к первичной через известные соотношения;

2) энергосистема представляется идеальным источником синусоидального напряжения, а исходя из мощности короткого замыкания сети ($75 \text{ МВ}\cdot\text{А}$), к которой возможно подключение мощных электроприемников (более 100 кВт), выбраны значения активной R и реактивной X_c составляющих ее сопротивлений; кроме того, с учетом вывода [5] принимается, что при $X_c/R > 3$ активное сопротивление в цепи выпрямителя не оказывает влияния на K_{nc} сетевого напряжения;

3) колебательная система ЛГ представлена в виде резистора, подключаемого к выпрямителю ключом с заданной частотой (это обусловлено тем, что параметры элементов колебательного контура отличаются на порядок и более от параметров элементов сети; такое допущение дает сокращение времени расчета и возможность коммутации резистора с заданной частотой и скважностью, что позволяет отразить основные энергетические показатели ЛГ);

4) модель вентилей выпрямителя — идеальный ключ;

5) сопротивления фаз энергосистемы одинаковы;

6) другие установки в энергосистеме отсутствуют.

Программа исследования включает серию расчетов при частоте срабатывания ключа 5000, 500, 50 Гц и скважностях $K_{cwb} = 1,0; 1,2; 1,3; 1,4; 1,7; 2,0$ с целью определения K_{nc}, K_{ic}, K_a как для сетевого напряжения, так и тока, а также их форм, формы напряжения на вентилях выпрямителя, спектральных характеристик сетевых тока и напряжений.

Частота работы ключа в модели определяется

системой управления моделью, функциональная схема которой представлена на рис. 2. Блок СИН определяет частоту импульсов в ЛГ, а значение α — скважность работы ЛГ. Далее приведены данные соответствия значения α и K_{cwb} при амплитуде синусоидального сигнала, вырабатываемого блоком СИН в 100 единиц:

K_{cwb}	1,0	1,2	1,3	1,4	1,7	2,0
α	-110	-95,1	-87,46	-80,9	-45,4	0

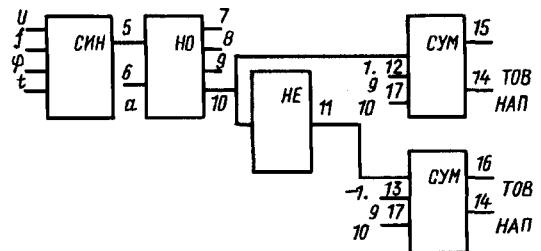


Рис. 2. Функциональная схема системы управления моделью

В [6] указывается, что для оценки влияния на сеть шестифазного выпрямителя номер последней гармоники, которую достаточно учитывать, равен 19. В связи с тем, что для ЛГ, работающих в ИИПР, такая рекомендация отсутствует, будем учитывать гармоники до 100 включительно по сравнению с частотой сети, а также гармоники до 10 включительно относительно частоты воздействия ключа.

Выбор частоты воздействия 5000, 500 и 50 Гц обусловлен следующими причинами.

Частота воздействия 5000 Гц. При этой частоте импульсов в ЛГ происходит плавное регулирование мощности в нагрузке, так как тепловые постоянные времени технологического процесса больше, чем частота коммутации. В этом

случае нет необходимости в регулировании анодного напряжения ЛГ, а стабилизация его выходных параметров производится за счет цепи сетки. При этом звено постоянного тока выполняет функции защиты в случае аварийных ситуаций в установке.

Частота воздействия 500 Гц. В [3] показано, что при ВЧ-сварке труб требуется частота воздействия от 500 Гц и выше. Данная частота выбрана как самая низкая и потому предъявляющая самые жесткие требования к параметрам фильтрующих устройств.

Частота воздействия 50 Гц. Данная частота является, по сути дела, частотой одноимпульсных режимов: импульсной закалки, сварки и других технологий. Кроме того, эта частота воздействия совпадает с частотой питающей сети, что может явиться дополнительным возмущающим фактором, влияющим на резонансные свойства всей электрической цепи.

Частоты от 50 до 5000 Гц включают широкий диапазон воздействий, который может применяться при различных технологиях. Некоторые из них были названы, и в них импульсные режимы работы ЛГ уже используются. В то же время выбор такого широкого диапазона частот позволяет быть уверенным, что разработка новых технологий, где будут применяться эти частоты, даст возможность использовать ЛГ без опасения чрезмерного его влияния на питающую сеть с учетом приведенных далее рекомендаций.

Частота воздействия 5000 Гц. Результаты исследований для установок указанной мощности приведены в табл. 1. Спектральный состав сетевого тока и напряжения, формы тока и напряжения сети показаны на рис. 3, 4. Мощность при этом передается в нагрузку непрерывно. Спектральный состав сетевого тока или напряжения определяется из известного соотношения

$$q = km \pm 1,$$

где m — число фаз выпрямителя; $k=0, 1, 2, \dots, \infty$; q — номер гармоники сетевого тока или напряжения.

Амплитуда первой гармоники сетевого тока равна $I_{1c} = 1064$ А; пятой гармоники 174 А, седьмой 95 А. Амплитуды 23-й и 25-й гармоник составляют менее 5 А, что подтверждает положение [6] об учете номеров гармоник до 20 включительно. Естественно, что амплитуды гармоник с более высокими номерами еще меньше.

Напряжение сети отличается от синусоидального, что вполне объяснимо наличием значительного тока, потребляемого установкой, нелинейностью характеристик выпрямителя. Напряжение на вентилях выпрямителя хорошо корректируется с известными зависимостями [6] из

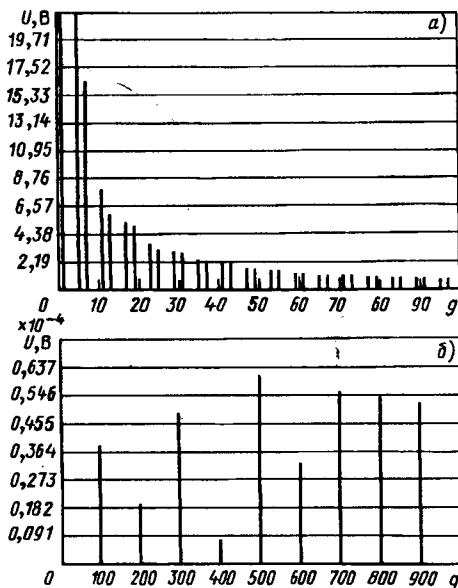


Рис. 3. Спектральный состав напряжения сети при $K_{CKB}=1$ для гармоник с номерами 1–100 (а) и 100–1000 (б); $U_1=299,4$; $K_{HC}=0,53$; $K_a=1,41$; $K_{IC}=0,99$; $P=400$ кВт; $f=5000$ Гц

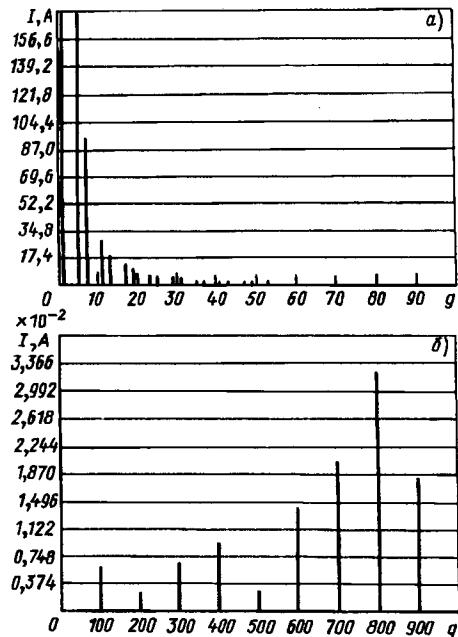


Рис. 4. Спектральный состав тока сети при $K_{CKB}=1$ для гармоник с номерами 1–100 (а) и 100–1000 (б); $I_1=1064,0$ А; $K_{HC}=0,095$; $K_a=1,39$; $K_{IC}=0,98$; $P=400$ кВт; $f=5000$ Гц

теории выпрямителей. Здесь хорошо заметен процесс коммутации вентилей при наличии индуктивностей в фазе выпрямителя.

Перевод ЛГ в ИИПР с $K_{CKB}=1,2$ изменяет спектральный состав как сетевого тока, так и напряжения. Однако из-за уменьшения тока, потребляемого от сети, значения интегральных коэффициентов становятся более близкими к синусоиде, чем прежде. В составе сетевого напря-

Таблица 1

Коэффициент скважности $K_{\text{скв}}$	Параметр							
	Мощность установки P , кВт	Первая гармоника тока сети I_1 , А	Коэффициент			Первая гармоника напряжения сети U_1 , В	Коэффициент	
			несинусоидальности тока сети $K_{\text{Нси}}$, %	амплитуды тока сети K_{ai}	искажений тока сети $K_{\text{иси}}$		несинусоидальности напряжения сети $K_{\text{Нси}}$, %	амплитуды напряжения сети K_{ai}
1,0	100	287,3	0,1091	1,328	0,977	307,6	1,72	1,41
	160	447,6	0,1053	1,384	0,979	306,0	2,57	1,41
	250	685,3	0,1026	1,385	0,977	303,6	3,7	То же
	400	1064,0	0,095	1,390	0,980	299,4	5,3	"
1,2	100	211,9	0,1149	1,378	0,9746	308,2	1,47	"
	160	303,6	0,1134	1,379	0,9752	307,5	2,04	"
	250	519,4	0,1099	1,381	0,9767	305,5	3,5	"
	400	844,8	0,067	1,400	0,9800	299,1	2,9	1,00
1,3	100	156,3	0,1189	1,376	0,9726	308,8	1,29	"
	160	207,0	0,1290	1,376	0,9727	308,4	1,68	"
	250	489,2	0,1112	1,381	0,9762	305,8	3,40	"
	400	784,4	0,071	1,40	0,990	300,1	2,90	"
1,4	100	126,9	0,1241	1,372	0,9704	309,0	1,30	1,414
	160	164,0	0,1212	1,374	0,9720	308,8	1,50	1,414
	250	467,2	0,1127	1,380	0,9757	306,4	3,30	1,411
	400	750,0	0,072	1,400	0,9890	300,6	2,80	1,412
1,7	100	62,84	0,1239	1,373	0,9706	309,1	1,10	1,414
	160	72,92	0,1246	1,372	0,9703	309,4	1,20	1,411
	250	378,4	0,1149	1,376	0,9727	307,0	3,10	1,412
	400	529,6	0,084	1,390	0,9900	303,2	2,70	1,41
2,0	100	36,93	0,1228	1,373	0,9712	309,4	1,00	1,414
	160	40,78	0,1236	1,373	0,9708	309,7	1,00	1,412
	250	271,7	0,1200	1,375	0,9724	308,0	2,50	1,412
	400	467,0	0,094	1,390	0,9830	305,0	2,40	1,413

жения наряду с каноническими проявляются гармоники неканонические, например 99-я, которая близка к частоте воздействия 5000 Гц, но отличается от канонических гармоник с номерами 95 и 97. Аналогичная картина наблюдается и с остальными гармониками. Так, в составе сетевого напряжения, кроме известных канонических гармоник появляются и гармоники с номерами 3, 9, 15, 21 и т.д. Гармоники с указанными номерами появляются и в составе сетевого тока. Однако, в основном, их амплитуды меньше, чем амплитуды близких к ним канонических гармоник.

Диаграмма сетевых тока и напряжения, а также напряжения на вентиile показывают, что, действительно, в форме этих переменных появляются дополнительные гармонические составляющие, которые обусловлены как импульсным характером нагрузки, так и выбором емкости на входе ЛГ. Если форма напряжения на вентиile улучшается обычными RC -цепями, которые устанавливаются всегда, то улучшение формы сетевого напряжения производится с помощью определенных мер, которые будут обсуждены далее. Следует заметить, что данные в табл. 1 для всех установок приведены при одинаковых значениях емкости C_8 , а для установки мощностью 400 кВт значение этой емкости было увеличено на порядок, иначе в

импульсном режиме не удавалось получить номинальное значение мощности этой установки. На рис. 5 показаны спектральные характеристики напряжений и тока сети.

Дальнейшее увеличение $K_{\text{скв}}$ до 1,7 изменяет как интегральные коэффициенты, характеризую-

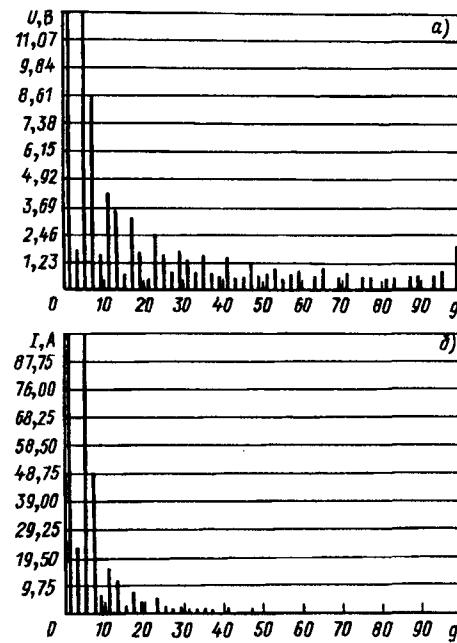


Рис. 5. Спектральный состав при $K_{\text{скв}} = 1,2$ и частоте воздействия 5000 Гц для напряжения сети (a) и тока сети (b)

Таблица 2

Коэффициент скважности $K_{\text{скв}}$	Мощность установки P , кВт	Первая гармоника тока сети I_1 , А	Параметр			Первая гармоника напряжения сети U_1 , В	Коэффициент			
			Коэффициент				несинусоидальности тока сети $K_{\text{нс}}\%$	амплитуды тока сети K_{ai}	искажений тока сети $K_{ис}$	
			несинусоидальности тока сети $K_{\text{нс}}\%$	амплитуды тока сети K_{ai}	искажений тока сети $K_{ис}$					
1,0	100	283,7	0,1091	1,328	0,977	307,6	1,72	1,41	0,9994	
	160	447,6	0,1053	1,384	0,979	306,0	2,57	1,41	0,9987	
	250	685,3	0,1026	1,385	0,977	303,6	3,7	1,41	0,9972	
	400	1064,0	0,095	1,390	0,980	299,4	5,3	1,41	0,9900	
1,2	100	253,5	0,112	1,380	0,980	307,7	1,6	1,41	0,9995	
	160	394,9	0,1086	1,382	0,977	306,5	2,4	1,413	0,9970	
	250	607,3	0,1060	1,383	0,978	304,5	3,5	1,411	0,9983	
	400	887,7	0,065	1,403	0,992	298,4	3,0	1,412	0,9980	
1,3	100	232,6	0,1141	1,379	0,975	307,9	1,6	1,41	0,9995	
	160	356,4	0,1113	1,380	0,976	306,9	2,3	1,413	0,9989	
	250	569,3	0,1078	1,382	0,978	305,0	3,3	1,411	0,9989	
	400	838,7	0,067	1,402	0,991	299,3	2,9	1,412	0,9980	
1,4	100	218,8	0,1158	1,378	0,9742	308,1	1,5	1,41	0,9995	
	160	330,7	0,1132	1,379	0,9750	307,1	2,2	1,413	0,9990	
	250	544,8	0,1090	1,382	0,9770	305,2	3,3	1,411	0,9979	
	400	807,5	0,069	1,401	0,9910	299,8	2,9	1,412	0,9980	
1,7	100	168,9	0,1233	1,373	0,9709	308,6	1,3	1,41	0,9996	
	160	241,2	0,1220	1,374	0,9710	308,0	1,9	1,413	0,9993	
	250	447,8	0,1140	1,379	0,9750	306,3	2,9	1,412	0,9993	
	400	680,6	0,077	1,398	0,9880	301,9	2,7	1,412	0,9980	
2,0	100	127,7	0,1308	1,368	0,9675	308,9	1,1	1,412	0,9998	
	160	174,5	0,1311	1,368	0,9670	308,6	1,5	1,414	0,9995	
	250	346,0	0,1199	1,375	0,9720	307,3	2,4	1,413	0,9988	
	400	543,2	0,0860	1,394	0,9860	304,0	2,4	1,413	0,9980	

щие ток и напряжение сети, так и их спектральный состав. Вместе с тем, следует еще раз обратить внимание на следующую тенденцию, которая повторяется для всех установок. С увеличением $K_{\text{скв}}$ уменьшается потребление сетевого тока, а, следовательно, и уменьшаются искажения сетевого напряжения, о чем свидетельствуют интегральные коэффициенты. Действительно, при $K_{\text{скв}}=1,7$ $K_{\text{нс}}=2,7\%$ вместо $4,4\%$ при $K_{\text{скв}}=1,2$. Естественно, что при этом форма сетевого тока изменяется сильнее, интегральные параметры для тока сети становятся более далекими от идеальных значений.

Сравнение спектральных составов сетевых тока и напряжения показывает, что с увеличением $K_{\text{скв}}$, несмотря на уменьшение амплитуд как канонических, так и неканонических гармоник, гармоника сетевого напряжения с номером 99 увеличивается с 1,8 до 5,45 В. Этот эффект объясняется тем, что воздействие на всю электрическую схему производится с частотой 5000 Гц, а гармоника с номером 99 очень близка к этой частоте.

Частота воздействия 500 Гц. Результаты расчетов сведены в табл. 2. При этом значение емкости C_8 было увеличено на два порядка в целях обеспечения запаса реактивной мощности, необходимой для ИИПР. Прежнее значение ем-

кости не позволяет получить требуемый уровень мощности в нагрузке при увеличении $K_{\text{скв}}$. При этом значение емкости было добавочно увеличено до $0,35 \cdot 10^{-2} \Phi$ (по первичной стороне) для установки мощностью 250 кВт и до $0,71 \Phi$ для установки мощностью 400 кВт исходя из приведенных соображений.

Для $K_{\text{скв}}=1,2$ спектральные характеристики приведены на рис. 6. Кроме канонических гармоник, наблюдаются и неканонические гармоники с номером 3,9,15 и т. д. Правда, их амплитуды меньше, чем амплитуды близких к ним канонических гармоник.

Анализируя спектральные характеристики, можно отметить, что при увеличении $K_{\text{скв}}$ уменьшаются, в основном, первые гармоники сетевых тока и напряжения, а уровень канонических и неканонических гармоник если и снижается, то не пропорционально изменению первых гармоник.

Для данной частоты воздействия также наблюдается уменьшение коэффициентов несинусоидальности для сетевых тока и напряжения при увеличении $K_{\text{скв}}$. Причина та же: уменьшение загрузки током фаз сети. Если при частоте воздействия 5000 Гц наблюдается заметный рост гармоники, близкой к частоте воздействия (гармоника с номером 99), то в данном случае,

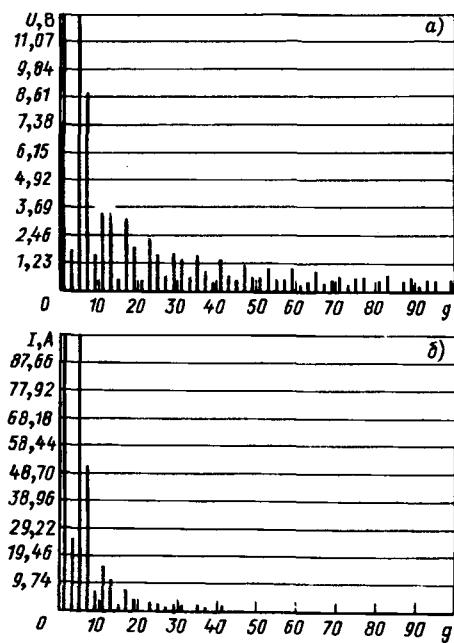


Рис. 6. Спектральный состав при $K_{CKB}=1,2$ и частоте воздействия 500 Гц для напряжения сети (а) и тока сети (б)

при воздействии 500 Гц, рост амплитуды гармоники с номером 10, близким к этой частоте, не наблюдается. Хотя, как уже указывалось, неканоническая гармоника с номером 9 присутствует также, как и каноническая гармоника с номером 11. Данная ситуация объясняется как изменением емкости фильтра, так и иными резонансными свойствами анализируемой схемы на данной частоте.

Спектральный состав сетевого тока и напря-

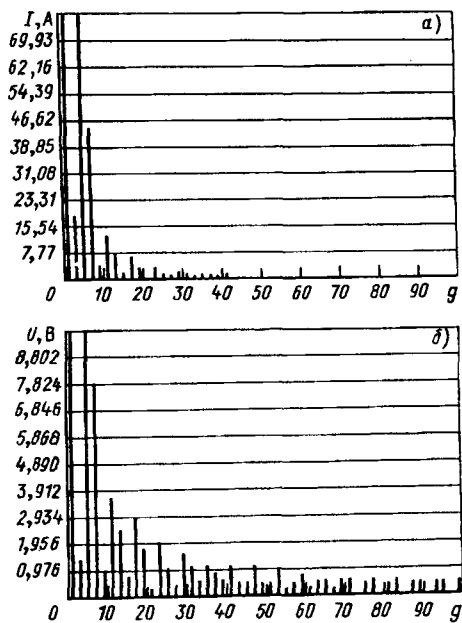


Рис. 7. Спектральный состав при $K_{CKB}=2,0$ и частоте воздействия 500 Гц для тока сети (а) и напряжения сети (б)

жения показан на рис. 7 для $K_{CKB}=2$.

Частота воздействия 50 Гц. При данной частоте воздействия необходимо дальнейшее увеличение емкости фильтра. Частота воздействия становится сравнимой с частотой питающей сети, что находит отражение в спектральных характеристиках рассчитанных режимов. По сравнению с предыдущими режимами наблюдается неканоническая гармоника с номером 2, а также уже отмеченные неканонические гармоники с номерами 3, 9, 15, Результаты расчетов приведены в табл. 3, а спектральные характеристики на рис. 8 для $K_{CKB}=2$.

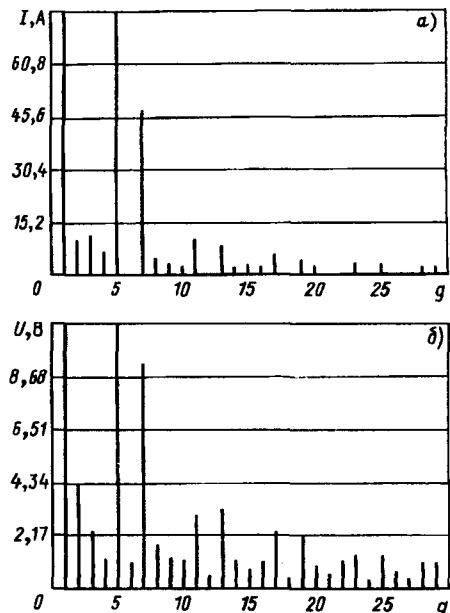


Рис. 8. Спектральный состав при $K_{CKB}=2,0$ и частоте воздействия 50 Гц для тока сети (а) и напряжения сети (б)

Анализ результатов, полученных при предыдущих частотах воздействия, показывает, что общие тенденции сохраняются и в этом случае. Поэтому здесь не будем на них останавливаться подробно, а отметим лишь, что при данной частоте воздействия необходима значительная емкость фильтра для обеспечения номинального режима работы установки с точки зрения энергии, передаваемой в нагрузку.

Итак, во всех рассчитанных режимах значение K_{HC} для сетевого напряжения было не более 5%. Это, как было отмечено, обусловлено тем, что при уменьшении частоты воздействия для передачи в нагрузку номинальной мощности приходилось увеличивать значение емкости фильтра, т. е. увеличение этой емкости выполняло двоякую роль — сохраняло энергетику работы установки и, как оказалось, уменьшало K_{HC} для сетевого напряжения, т. е. уменьшало влияние ИИПР ра-

Таблица 3

Коэффициент скважности $K_{\text{скв}}$	Мощность установки P , кВт	Первая гармоника тока сети I_1 , А	Параметр			Первая гармоника напряжения сети U_1 , В	Коэффициент			
			Коэффициент				нелинейности напряжения сети $K_{\text{нсн}}$, %	амплитуды напряжения сети $K_{\text{аи}}$	искажений напряжения сети $K_{\text{исн}}$	
			несинусоидальности тока сети $K_{\text{нсн}}$, %	амплитуды тока сети $K_{\text{аи}}$	искажений тока сети $K_{\text{исн}}$					
1,2	100	232,2	0,2030	1,31	0,9265	309,1	2,27	1,412	0,9986	
	160	402,6	0,1131	1,379	0,9754	306,5	2,3	1,413	0,9989	
	250	606,8	0,1287	1,370	0,9684	303,7	3,5	1,411	0,9976	
	400	903,6	0,0650	1,403	0,9920	302,9	3,3	1,411	0,9980	
1,3	100	203,5	0,2550	1,260	0,8910	309,0	1,7	1,413	0,9994	
	160	360,3	0,1422	1,360	0,9619	306,9	2,1	1,413	0,9991	
	250	572,6	0,1380	1,363	0,9639	304,0	3,4	1,411	0,9978	
	400	854,2	0,0660	1,402	0,9910	303,8	3,3	1,411	0,9980	
1,4	100	192,4	0,2740	1,241	0,8770	309,0	1,7	1,413	0,9994	
	160	327,6	0,1760	1,330	0,9340	307,1	2,1	1,413	0,9992	
	250	550,2	0,1449	1,358	0,9605	304,2	3,3	1,411	0,9978	
	400	821,8	0,0680	1,401	0,9910	304,3	3,2	1,411	0,9890	
1,7	100	146,8	0,3210	1,188	0,8400	308,9	1,7	1,413	0,9994	
	160	236,7	0,2930	1,221	0,8600	308,1	1,97	1,413	0,9992	
	250	460,9	0,1789	1,332	0,9416	305,0	3,1	1,412	0,9992	
	400	693,5	0,0670	1,333	0,9990	306,4	3,1	1,412	0,9980	
2,0	100	108,3	0,323	1,183	0,8400	308,5	1,1	1,414	0,9990	
	160	153,7	0,420	1,086	0,7700	309,0	1,8	1,413	0,9994	
	250	308,9	0,234	1,289	0,9055	306,6	2,5	1,412	0,9988	
	400	555,2	0,083	1,395	0,9860	308,5	2,7	1,412	0,9980	

боты ЛГ на сеть промышленной частоты.

В [7] приведена инженерная методика расчета и выбора фильтровой емкости исходя из двух названных тенденций. Результаты расчетов установки 400 кВт ($K_{\text{скв}}=1,2$) с различными значениями этой емкости, приведенные в табл. 4, подтверждают правильность этой методики.

Изменение емкости с 1000 до 10 мкФ практически не вызывает перенапряжений и перегрузок в схеме ЛГ, за исключением увеличения напряжения на входном дросселе ЛГ и незначительного снижения сетевого тока. Дальнейшее изменение емкости фильтра до 1 мкФ приводит как к уменьшению потребляемого сетевого тока, так и к значительному увеличению напряжения на входном дросселе ЛГ. Это ведет к аварийным ситуациям в ЛГ. Таким образом, в зависимости от расчетных соотношений, заложенных при проектировании дросселя, можно рекомендовать установку емкости фильтра 10 мкФ или с гарантией

100 мкФ для частоты воздействия 50 Гц. Естественно, что увеличение частоты воздействия приводит к уменьшению значения этой емкости. При этом ЛГ, работающий в ИИПР, соответствует требованиям государственного стандарта России, а сам режим при наличии в ЛГ конденсатора достаточной мощности не является критическим для сети.

Работа ЛГ со штатной емкостью фильтра. Результаты исследований для установок 250 и 400 кВт ($\alpha=0$) приведены в табл. 5. Анализ таблицы показывает, что при частоте воздействия 5000 Гц и штатной емкости фильтра $K_{\text{нс}}$ сетевого напряжения для установки 250 кВт меньше 5% во всем диапазоне изменения скважности. В то же время для установки 400 кВт даже в непрерывном режиме работы значение $K_{\text{нс}}>5\%$, что естественно обусловлено наличием высших гармоник, т. е. в стандартной установке 400 кВт необходимо устанавливать большую емкость. Сни-

Таблица 4

Емкость фильтра C_{Φ} , мкФ	Параметр				
	Амплитуда напряжения на вентиле выпрямителя $U_{\text{вт}}$, В	Первая гармоника сетевого тока I_1 , А	Коэффициент несинусоидальности сетевого напряжения $K_{\text{нсн}}$, %	Падение напряжения на трансформаторе $U_{\text{трт}}$, В	Напряжение на дросселе U_L , В
1000	691	905	3,29	58,6	121
100	691	905	3,31	58,6	122
10	691	876	3,32	58,5	455
1	1720	711	4,73	57,0	1977

Таблица 5

Коэффициент скважности $K_{\text{св}}$	Параметр								
	Мощность установки P , кВт	Первая гармоника тока сети I_1 , А	Коэффициент			Первая гармоника напряжения сети U_1 , В	Коэффициент		
			несинусоидальности тока сети $K_{\text{Нс}}$, %	амплитуды тока сети K_{ai}	искажений тока сети $K_{ис}$		несинусоидальности напряжения сети $K_{\text{Нсн}}$, %	амплитуды напряжения сети K_{au}	искажений напряжения сети $K_{исн}$
1,0	250 400	679,6 1064,0	10,35 9,47	1,385 1,390	0,9792 0,9825	303,7 299,4	3,71 5,30	1,410 1,406	0,9973 0,9945
1,2	250 400	371,3 761,6	11,21 10,38	1,380 1,388	0,9758 0,9790	307,1 303,0	3,452 4,40	1,410 1,409	0,9976 0,9960
1,3	250 400	232,5 556,2	12,43 11,21	1,372 1,380	0,9705 0,9758	308,5 305,4	3,80 3,90	1,410 1,410	0,9971 0,9969
1,4	250 400	161,6 450,7	12,28 11,76	1,373 1,377	0,9711 0,9730	309,0 306,4	4,00 3,80	1,410 1,410	0,9968 0,9970
1,7	250 400	134,7 220,1	13,29 12,89	1,367 1,369	0,9664 0,9683	309,2 308,6	4,20 3,30	1,409 1,411	0,9964 0,9979
2,0	250 400	62,7 123,3	16,89 13,50	1,340 1,365	0,9474 0,9650	309,6 309,3	3,30 2,90	1,411 1,412	0,9979 0,9980

жение загрузки фаз сети при ИИПР ЛГ объясняется малым значением емкости конденсатора, что приводит к резкому уменьшению тока фаз, особенно при $K_{\text{св}}=2,0$.

Работа ЛГ с углом регулирования, отличным от нуля. Импульсный или импульсно-периодический режим работы схем ЛГ позволяет использовать нерегулируемый выпрямитель. Однако сегодня, по-прежнему, продолжается выпуск ЛГ, в которых регулирование мощности производится за счет изменения анодного напряжения при вариации угла регулирования выпрямителя. По этой причине интересно проанализировать влияние ЛГ с регулируемым входным выпрямителем на сеть промышленной частоты. Так как самые большие значения $K_{\text{Нс}}$ получены при частоте воздействия 50 Гц, проанализируем влияние ИИПР установки мощностью 400 кВт на сеть промышленной частоты при двух значениях α , равных 35° и 58° , что соответствует 30- и 50%-ному уменьшению анодного напряжения. Результаты расчетов для $\alpha=0$ уже приведены в табл. 3 при значении емкости, равном 1000 мкФ.

Результаты расчетов для значения этой емкости, равного 100 мкФ, с учетом полученных ранее выводов приведены в табл. 6, и спектральные характеристики для одного из режимов — на рис. 9.

Анализ результатов показывает, что во всем диапазоне изменения $K_{\text{св}}$, а также при вариации угла α значение $K_{\text{Нс}}$ для напряжения сети не превышает 3,1%. Худшим для сети является работа ЛГ с $K_{\text{св}}=1$ как при $\alpha=35^\circ$, так и при $\alpha=58^\circ$. Увеличение $K_{\text{св}}$ приводит к уменьшению $K_{\text{Нс}}$ по уже упомянутым причинам.

Таким образом, перевод ЛГ в ИИПР не при-

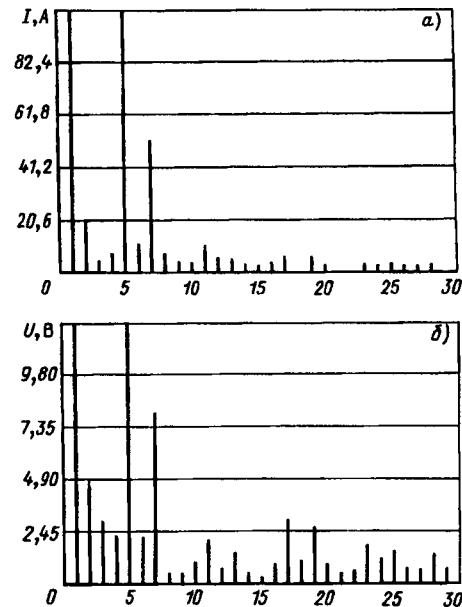


Рис. 9. Спектральный состав при $K_{\text{св}}=1,3$, частоте воздействия 50 Гц и угле регулирования выпрямителя, равном 35° , для тока сети (а) и напряжения сети (б)

водит к увеличению влияния установки на сеть промышленной частоты. Надлежащий выбор емкости фильтра не приводит к опасным перенапряжениям на элементах ЛГ.

Выводы. 1. С точки зрения влияния на сеть промышленной частоты наибольшие сложности вызывают режимы с малой скважностью.

2. Обеспечение пределов допустимых режимов работы элементов схемы определяется технологиями, использующими $K_{\text{св}} \leq 2$.

3. Значение емкостного фильтра выпрямителя определяется не только необходимостью обеспечения нормальных режимов работы элементов

Таблица 6

Коэффициент скважности $K_{скв}$	Параметр								
	Угол регулирования α°	Первая гармоника тока сети I_1 , А	Коэффициент			Первая гармоника напряжения сети U_1 , В	Коэффициент		
			несинусоидальности тока сети K_{Hci} , %	амплитуды тока сети K_{ai}	искажений тока сети $K_{иси}$		несинусоидальности напряжения сети K_{Hci} , %	амплитуды напряжения сети K_{au}	искажений напряжения сети $K_{иси}$
1,0	35 58	716,6 469,6	8,55 11,69	1,394 1,375	0,9857 0,9726	299,1 303,4	2,97 3,07	1,412 1,412	0,9982 0,9981
1,2	35 58	665,7 435,7	9,08 12,36	1,391 1,373	0,9839 0,9710	301,1 304,3	2,94 2,99	То же “	0,9983 0,9980
1,3	35 58	632,6 413,5	9,45 12,63	1,390 1,371	0,9826 0,9695	301,9 304,9	2,91 2,93	“	0,9983 0,9983
1,4	35 58	610,6 398,9	9,71 12,82	1,388 1,370	0,9817 0,9690	302,4 305,2	2,89 2,89	“	0,9983 0,9980
1,7	35 58	520,4 340,2	10,87 13,62	1,382 1,365	0,9773 0,9649	304,5 306,7	2,77 2,70	“	0,9985 0,9986
2,0	35 58	421,6 276,7	12,27 14,70	1,373 1,357	0,9712 0,9590	306,6 308,2	2,60 2,45	“	0,9987 0,9990

схемы, но и выполнением требования обеспечения отбора необходимой (номинальной) технологической мощности ЛГ.

4. Массогабаритные показатели и параметры фильтра выпрямителя определяются конкретной технологией и могут быть оптимизированы для требуемого режима работы установки.

5. Перевод ЛГ в ИИПР при наличии фильтра, удовлетворяющего требованиям пп. 2÷4, не приводит к ухудшению качества сетевого напряжения на входных клеммах установки.

6. Полученные спектральные характеристики позволяют с помощью средств вычислительной техники определить необходимое значение фильтров, обеспечивающих заданные технологические параметры, а также режимы совместимости источников питания с промышленными сетями.

7. При ИИПР в составе сетевого напряжения дополнительно появляются неканонические гармоники, однако их амплитуды меньше, чем амплитуды ближайших канонических гармоник. При ИИПР необходимо, кроме учета гармоник с номерами до 19 включительно, учитывать также гармоники, близкие к частоте НЧ-импульсов, амплитуды которых могут быть выше, чем амплитуды гармоник с номерами до 20-й включительно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Жежеленко И.В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. — М., Энергия, 1984.
- Качество электроэнергии на промышленных предприятиях / И.В. Жежеленко и др. — Киев: Техника, 1981.
- Атабеков Г.И. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. — М.; Л.: Энергия, 1966.
- Система автоматизированного исследования высокочастотных источников питания для электротехнологий / А.С. Васильев, Ю.И. Блинков, Л.В. Сазонов, О.П. Яблонская. — Техническая электродинамика. 1986, № 5.
- Глебин А.Г. Разработка и исследование статических преобразователей частоты для электротехнических установок

с улучшенной электромагнитной совместимостью с питающей сетью. — Дис. канд. техн. наук. — Л.: ЛИТМО, 1986.

6. Полупроводниковые выпрямители / Е.И. Беркович, В.И. Ковалев, Ф.И. Ковалев и др. — М.: Энергия, 1976.

7. Коган Б.В. Исследование и разработка установок с ламповыми генераторами для импульсных высокочастотных технологий. — Дис. канд. техн. наук. — СПб.: ЛЭТИ, 1991.

[24.04.95]

Авторы: Блинов Юрий Иванович окончил в 1979 г. Мордовский государственный институт по специальности «Промышленная электроника». В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и разработка высокочастотных источников питания для электротермических и лазерных технологических установок» в Ленинградском электротехническом институте (ЛЭТИ). Доцент кафедры электротехнологической и преобразовательной техники (ЭТПТ) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета. (СПбГЭТУ)

Васильев Александр Сергеевич окончил ЛЭТИ по специальности «Электротермические процессы и установки» в 1948 г. В 1973 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Статические источники питания установок индукционного нагрева» в ЛЭТИ. Профессор, заведующий кафедрой ЭТПТ СПбГЭТУ.

Качанов Борис Яковлевич окончил ЛЭТИ по специальности «Электротермические процессы и установки» в 1975 г. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование электромагнитных сварочных систем и разработка средств их контроля» в ЛЭТИ. Доцент кафедры ЭТПТ СПбГЭТУ.

Коган Борис Витальевич окончил ЛЭТИ по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных предприятий» в 1966 г. В 1991 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование и разработка установок с ламповыми генераторами для импульсных высокочастотных технологий» в ЛЭТИ. Старший научный сотрудник кафедры ЭТПТ СПбГЭТУ.

Моделирование потерь мощности на корону в ВЛ СВН в установившихся режимах

БАЛАМЕТОВ А.Б.

Представлены аналитические выражения расчета потерь на корону в воздушной линии на основе непосредственного интегрирования напряжения вдоль идеализированной линии. Интегрирование напряжения при представлении удельных потерь на корону полиномом, включающим постоянный член, члены второго и четвертого порядка, позволяет получить универсальные и практические выражения расчета потерь на корону. В качестве наиболее точной модели линии для расчета потерь на корону предложена модель, основанная на интегрировании уравнения для напряжения в гиперболических функциях с применением формулы Симпсона.

Ключевые слова: воздушная линия, сверхвысокое напряжение, потери на корону, расчет

В формировании современных электроэнергетических систем большую роль играют линии электропередачи сверх- и ультравысокого напряжения (СВН и УВН). Одной из особенностей ВЛ СВН являются значительные потери мощности на корону. Потери на корону в ВЛ при плохой погоде соизмеримы с потерями на нагрев и могут превышать их. Для более точного математического моделирования ВЛ СВН необходим учет явлений, связанных с коронированием проводов.

Вопрос учета потерь на корону на проводах при анализе режимов становится еще более актуальным в связи с ростом суммарных длин эксплуатируемых ВЛ 330, 500, 850 и 1150 кВ.

Потери на корону приходится учитывать в задачах ретроспективного анализа, оперативного управления и при проектировании ЭС. К таким задачам относятся: расчет и структурный анализ потерь энергии; расчет установившихся режимов при выборе средств регулирования напряжения; выбор оптимальной конструкции фазы ВЛ; определение дополнительно установленной мощности электростанций; оперативная оптимизация режимов ЭС с ВЛ СВН.

В разное время для расчета потерь на корону было предложено несколько эмпирических формул. Однако эти формулы не выдержали проверки практикой, что привело к развитию чисто экспериментальных работ на опытных участках линий.

Методам расчета потерь на корону посвящено большое число работ. Эти методы базируются на экспериментальных данных, полученных на опытных и промышленных линиях, и обобщении характеристики короны на случай произвольной линии.

The paper presents analytical expressions for calculating corona power loss in an overhead transmission line on the basis of the direct integration of voltage along an idealized line. The integration of voltage with the representation of specific corona loss by polynom which includes the constant term, the terms of the second and fourth order allows to obtain universal and practical expressions for corona loss calculation. As the most exact model of a line for corona loss calculation a model based on the integration of voltage equation in hyperbolic functions using Simpson's formula is proposed. Comparative analysis of different models for corona loss calculation is submitted.

Ключевые слова: aerial line, extra-high-voltage, corona power loss, calculation

Для расчета средних потерь мощности, вызванных местной короной проводов ВЛ СВН, в настоящее время наиболее широкое распространение получили действующие «Руководящие указания» [1].

В большинстве различных программ расчета установившихся режимов и оптимизации сложных электрических сетей потери на корону не учитываются, а в других учитываются либо приближенно путем введения отбора мощности или активных шунтов по концам линий, либо зависимостями потерь на корону от напряжения, или обобщенными характеристиками потерь мощности на корону.

Учет потерь мощности на корону в программах расчета режимов электрических сетей по обобщенным характеристикам, являющимся функцией многих параметров, сложен в реализации и связан определенными неудобствами. Для конкретной конструкции ВЛ и погодных условий потери на корону являются функцией напряжения ВЛ, поэтому более удобным и простым является учет потерь на корону по удельным характеристикам в зависимости от напряжения.

В [2] на основе обработки экспериментальных данных ВНИИЭ получена приближенная характеристика потерь на корону в зависимости от напряжения вида

$$\Delta P_k = \Delta P_{k0} \left(\frac{U}{U_h} \right)^\rho, \quad (1)$$

где ΔP_{k0} — удельные потери на корону при напряжении U_h ; ρ — показатель степени, зависящий от состояния погоды ($0 < \rho < 10$).

В [3] на основе методики ЭНИН [4] заменой обобщенных характеристик для разных погодных

условий общей функцией получена аппроксимирующая формула для потерь на корону вида

$$\Delta P_k = k U_0^2 \left(\frac{U}{U_0} \right)^4, \quad (2)$$

где U_0 — начальное напряжение короны; k — коэффициент, зависящий от конструкции фазы и погодных условий.

В [5] на основе анализа характеристик потерь от напряжения, полученных по методике ВНИИЭ—НИИПТ [1] для ВЛ 330, 500 и 750 кВ разной конструкции проводов и погодных условий, установлено, что показатель степени характеристики ρ равен:

для хорошей погоды сухого снега	5,5—7,6
для дождя	5,2—6,8
для изморози	4,5—5,7
для средней полосы России и Западной Сибири	5,6—6,0

Используются также характеристики потерь на корону вида

$$\Delta P_k = a_0 + a_1 \frac{U}{U_h} + a_2 \left(\frac{U}{U_h} \right)^2 + a_3 \left(\frac{U}{U_h} \right)^3 + a_4 \left(\frac{U}{U_h} \right)^4; \quad (3)$$

$$\Delta P_k = m_0 + m_1 \left(\frac{U}{U_h} \right)^2 + m_2 \left(\frac{U}{U_h} \right)^4, \quad (4)$$

где a_0, a_1, a_2, a_3, a_4 и m_0, m_1, m_2 — коэффициенты полинома.

При этом для различных групп погоды в выражениях (3), (4) меняются только коэффициенты, когда в выражении (1) меняется ρ .

В [5] разработаны алгоритмы и программы получения характеристик удельных потерь на корону от напряжения в виде (1), (3), (4) на основе обобщенных характеристик потерь на корону [1] и анализируются погрешности аппроксимации этими характеристиками. Установлено, что полином второй степени можно использовать при небольших диапазонах изменения напряжения. Практически приемлемой для широкого диапазона напряжений и наглядной по виду является аппроксимация степенной функцией. Аппроксимация полиномом третьей степени имеет большую точность, чем аппроксимация степенной функцией. Полином четвертой степени имеет высокую точность при широком диапазоне изменения напряжения.

Аппроксимация зависимостью (2) имеет следующие недостатки: полученный обработкой экспериментальных данных ЭНИН уровень потерь на корону в 2 раза превышает уровень потерь по данным ВНИИЭ—НИИПТ; постоянство показателя степени для разных групп погоды, приводит к погрешности аппроксимации более, чем в 20%.

Расчеты потерь на корону по зависимостям (1), (3), (4) для разных групп погоды имеют большую точность. При вычислении потерь мощности на корону в линии по одной из зависимостей (1)–(4) полученные удельные потери на корону по усредненному значению напряжения умножают на длину линии. Поэтому методики расчета, основанные на усреднении напряжения вдоль линии, неизбежно вносят ошибку в расчеты потерь на корону.

Потери на корону с учетом распределенности напряжения вдоль линии при представлении удельных потерь характеристикой (1) можно определить по выражению

$$\Delta P_{kl} = \Delta P_{k0} \left(\frac{U_2}{U_h} \right)^\rho \int_0^l \left(\frac{U_x}{U_2} \right)^\rho dx, \quad (5)$$

а при представлении характеристики потерь функцией вида (4) — по выражению

$$\begin{aligned} \Delta P_{kl} = & m_0 l + m_1 \left(\frac{U_2}{U_h} \right)^2 \int_0^l \left(\frac{U_x}{U_2} \right)^2 dx + \\ & + m_2 \left(\frac{U_2}{U_h} \right)^4 \int_0^l \left(\frac{U_x}{U_2} \right)^4 dx, \end{aligned} \quad (6)$$

где l — длина воздушной линии; x — расстояние от конца линии; U_2 — напряжение конца линии; U_x — напряжение на расстоянии x от конца линии.

Для расчета потерь на корону по выражению (5) необходимо интегрирование напряжения ρ -й степени вдоль линии, а при расчете потерь по (6) необходимо вычислять интегралы напряжения второй и четвертой степеней.

Напряжение на расстоянии x от конца передачи может быть найдено с помощью уравнений [6]:

$$\dot{U}_x = \dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma_0 x + \sqrt{3} \dot{I}_2 Z_c \operatorname{sh} \gamma_0 x, \quad (7)$$

где $Z_c = \sqrt{Z_0/Y_0}$ — волновое сопротивление линии; $\gamma_0 = \sqrt{Z_0 Y_0} = \beta_0 + j\gamma_0$ — коэффициент распространения волны на единицу длины; $Z_0 = r_0 + jx_0$ — удельное сопротивление линии; $Y_0 = g_0 + jb_0$ — удельная проводимость линии. Уравнение (7) в долях натуральной мощности представляется в виде

$$U_x = \dot{U}_2 [\operatorname{ch} \gamma_0 x + (\bar{P}_2 - j \bar{Q}_2) \operatorname{sh} \gamma_0 x], \quad (8)$$

где $\bar{P}_2 = P_2/P_{\text{нат}}$, $\bar{Q}_2 = Q_2/P_{\text{нат}}$ (далее для упрощения записи будем обозначать P, Q).

Непосредственное интегрирование напряжения вдоль линии при учете потерь из-за высокой сложности интегрирования, а также громоздкости получаемого выражения и неудобства его использования является нецелесообразным.

В [3] предложена формула для расчета потерь

на корону ВЛ путем интегрирования напряжения вдоль идеализированной линии в четвертой степени. При этом помимо указанных недостатков не исследованы погрешности моделей короны и не представлены результаты расчетов по данной формуле на конкретных примерах.

В статье рассматриваются удобные методики определения потерь на корону по выражениям (5), (6) с учетом и без учета потерь в уравнении напряжения линии для разных ρ , анализ погрешностей разных моделей короны. За основу принят методика расчета потерь на корону ВНИИЭ—НИИПТ [1].

Определение потерь на корону по уравнению линии без учета потерь. Для линии без учета потерь ($r_0=0$, $g_0=0$) выражение (8) принимает вид

$$\dot{U}_x = U_2 [\cos \alpha_0 x + Q \sin \alpha_0 x + jP \sin \alpha_0 x]. \quad (9)$$

Нетрудно убедиться в том, что непосредственное интегрирование модуля напряжения (9) в квадратурах возможно только для целых четных степеней напряжения.

Возведя (9) в 2-, 4-, 6-, 8-ю степень и интегрируя после соответствующих преобразований, получим формулы для интеграла напряжения вдоль линии. Выражение для интеграла напряжения в шестой степени имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} \int_0^l \frac{U_x^6}{U_2^2} dx = & \left[\frac{1}{6\alpha} \cos^5 \alpha l \sin \alpha l + \frac{5}{16} l + \frac{5}{24\alpha} + \sin 2\alpha l + \right. \\ & + \frac{5}{192\alpha} \sin 4\alpha l + Q \frac{1}{\alpha} (1 - \cos^6 \alpha l) + 3(P^2 + 5Q^2) \times \\ & \times \left(\frac{1}{16} l - \frac{1}{6\alpha} \sin \alpha l \cos^5 \alpha l - \frac{1}{24\alpha} \sin 2\alpha l + \frac{1}{192\alpha} \sin 4\alpha l \right) + \\ & + Q(5Q^2 + 3P^2) \left(\frac{1}{3\alpha} - \frac{2}{3} \sin^2 \alpha l \cos^4 \alpha l - \frac{1}{3\alpha} \cos^4 \alpha l \right) + \\ & + 3(5Q^4 + 6Q^2 P^2 + P^4) \left(\frac{1}{6\alpha} \sin^5 \alpha l \cos \alpha l + \frac{1}{16} l - \right. \\ & \left. - \frac{1}{24\alpha} \sin 2\alpha l + \frac{1}{192\alpha} \sin 4\alpha l \right) + Q(P^2 + Q^2) \left(\frac{1}{\alpha} \sin^6 \alpha l \right) + (P^2 + \\ & + Q^2)^3 \times \left(\frac{5}{16} l - \frac{1}{6\alpha} \sin^5 \alpha l \cos \alpha l - \frac{5}{24\alpha} \sin 2\alpha l + \frac{5}{192\alpha} \sin 4\alpha l \right). \end{aligned}$$

Для конкретной ВЛ выражения приобретают вид:
во второй степени

$$\int_0^l \frac{U_x^2}{U_2^2} dx = [a_{20} + a_{21} Q + a_{22} (P^2 + Q^2)]; \quad (10)$$

в четвертой степени

$$\begin{aligned} \int_0^l \frac{U_x^4}{U_2^2} dx = & [a_{40} + a_{41} Q + a_{42} (P^2 + 3Q^2) + \\ & + a_{43} Q (P^2 + Q^2) + a_{44} (P^2 + Q^2)^2]; \quad (11) \end{aligned}$$

в шестой степени

$$\begin{aligned} \int_0^l \frac{U_x^6}{U_2^2} dx = & [a_{60} + a_{61} Q + a_{62} (P^2 + 5Q^2) + a_{63} Q \times \\ & \times (5Q^2 + 3P^2) + a_{64} (5Q^4 + 6Q^2 P^2 + P^4) + a_{65} Q \times \\ & \times (P^2 + Q^2)^2 + a_{66} (P^2 + Q^2)^3]; \quad (12) \end{aligned}$$

в восьмой степени

$$\begin{aligned} \int_0^l \frac{U_x^8}{U_2^2} dx = & \{a_{80} + a_{81} Q + a_{82} (P^2 + 7Q^2) + a_{83} \times \\ & \times [Q(P^2 + Q^2) + 2Q(P^2 + 3Q^2)] + a_{84} [2(P^2 + 3Q^2)^2 + \\ & + (P^2 + Q^2)^2 + 16Q^2(P^2 + Q^2)] + a_{85} [Q(P^2 + Q^2)^2 + \\ & + 2Q(P^2 + Q^2)(P^2 + 3Q^2)] + a_{86} [4Q^2(P^2 + Q^2)^2 + \\ & + (P^2 + Q^2)^2(P^2 + 3Q^2)] + a_{87} Q(P^2 + Q^2)^3 + \\ & + a_{88} (P^2 + Q^2)^4\} \quad (13) \end{aligned}$$

По полученным выражениям (10)–(13) и параметрам режима конца линии U, P, Q можно определять потери на корону с учетом распределения напряжения вдоль линии.

Коэффициенты полученных выражений для интегралов (10), (13) являются сложной функцией параметров ВЛ (Z_0, Y_0) и длины линии. В табл. 1 приведены полученные значения коэффициентов интегралов для расчета потерь на корону для ВЛ 500, 750 и 1150 кВ при длине линий 500 км.

Подставив значения интегралов (10) и (11) в (6), получаем аналитические зависимости для расчета потерь на корону с учетом распределенности напряжения вдоль линии:

$$\begin{aligned} \Delta P_k = & m_0 l + m_1 \left(\frac{U_2}{U_h} \right)^2 [a_{20} + a_{21} Q + a_{22} (P^2 + Q^2)] + \\ & + m_2 \left(\frac{U_2}{U_h} \right)^4 [a_{40} + a_{41} Q + a_{42} (P^2 + 3Q^2) + \\ & + a_{43} Q (P^2 + Q^2) + a_{44} (P^2 + Q^2)^2]. \quad (14) \end{aligned}$$

Вид характеристики для конкретной ВЛ и погодных условий можно выбирать определением показателя степени характеристики (1), обеспечивающим наилучшую точность аппроксимации. При этом показатель степени необходимо за-

Таблица 1

Напряжение ВЛ, марка провода	Показатель степени напряжения ρ	Значение коэффициентов для вычисления потерь на корону ВЛ 500, 750 и 1150 кВ							
		$a_{\rho 0}$	$a_{\rho 1}$	$a_{\rho 2}$	$a_{\rho 3}$	$a_{\rho 4}$	$a_{\rho 5}$	$a_{\rho 6}$	$a_{\rho 7}$
500 кВ 3AC 300/39	2	456,17	240,10	43,83					
	4	419,11	419,40	74,12	60,79	6,77			
	6	387,58	553,31	94,57	50,53	16,60	15,39	1,23	
	8	360,60	653,31	107,92	84,43	9,08	16,62	3,96	3,89 0,24
750 кВ 4AC 400/93	2	455,66	241,30	44,34					
	4	418,24	420,81	74,82	61,78	6,93			
	6	386,48	554,36	95,29	51,2	16,94	15,82	1,28	
	8	359,34	653,73	108,55	85,43	9,25	17,04	4,09	4,05 0,25
1150 кВ 8AC 330/43	2	454,62	243,70	45,38					
	4	416,49	423,60	76,26	63,79	7,25			
	6	384,24	556,41	96,73	52,66	17,65	16,70	1,37	
	8	356,79	654,45	109,80	87,43	9,59	17,89	4,35	4,37 0,28

менить на близкие четные, что приводит к увеличению погрешности аппроксимации.

Для расчета потерь на корону с учетом распределения напряжения для хорошей погоды и сухого снега следует пользоваться выражениями (12) и (13), а для дождя и изморози — выражениями (11) и (12). В случае, когда напряжение вдоль линии изменяется незначительно, можно пользоваться выражением (14).

Более эффективным из выражений расчета потерь является (6), так как в отличие от выражения (5) вместо использования нескольких выражений с интегралами (11)–(13) используется одно выражение (14).

Значение интеграла в (5) дает эквивалентную по потерям на корону длину линии с учетом распределения напряжения вдоль линии, и поэтому задание характеристики потерь функцией вида (1) обладает определенными удобствами.

Определение потерь на корону по уравнению линии с учетом потерь. Выражения для интегралов (10)–(12) получены по уравнению линии без учета потерь. При этом в выражении (5) показатели степени принимались целыми четными числами. Эти допущения приводят к погрешности в модели расчета потерь на корону.

Для интегрирования напряжения вдоль длинной линии для любых степеней, а также при учете потерь в линии и соответственно уравнений в гиперболических функциях было рассмотрено применение метода численного интегрирования по формуле Симпсона. Выбор формулы Симпсона диктуется также тем, что форма интегрируемого выражения распределения напряжения вдоль линии соответствует параболе.

Формула Симпсона для вычисления определенного интеграла имеет вид

$$\int_0^l U_x^\rho dx \approx \frac{h}{3} \left[(U_0^\rho + U_n^\rho) + 4(U_1^\rho + U_3^\rho + \dots + U_{n-1}^\rho) + 2(U_2^\rho + U_4^\rho + \dots + U_{n-2}^\rho) \right]. \quad (15)$$

Здесь $h=l/n$ — шаг интегрирования; n — число шагов интегрирования; ρ — показатель степени подынтегрального выражения; U_0, U_1, \dots, U_n — напряжения соответственно в конце линии и на расстоянии $\frac{x}{n}, \frac{2x}{n}, \dots, x$ от конца линии.

Расчет потерь на корону с использованием численного метода интегрирования Симпсона заключается в определении по известным параметрам режима конца линии P, Q, U напряжения на расстоянии от конца линии по выражению (8), а затем — интеграла по (15) и подстановке этого значения в выражение (5) или (6).

При представлении характеристики потерь на корону функцией вида (1) и использовании для интегрирования формулы Симпсона выражение (15) для расчета потерь на корону принимает вид

$$\Delta P_k = \Delta P_{k0} \left(\frac{U_2}{U_h} \right)^\rho \left[\frac{l}{6} (U_0^2 + 4U_1^2 + U_2^2) \right], \quad (16)$$

а при задании характеристики потерь функцией вида (4) выражение (6) принимает вид

$$\Delta P_k = m_1 l + m_2 \left(\frac{U_2}{U_h} \right)^2 \left[\frac{l}{6} (U_0^2 + 4U_1^2 + U_2^2) \right] + m_3 \left(\frac{U_2}{U_h} \right)^4 \left[\frac{l}{6} (U_0^4 + 4U_1^4 + U_2^4) \right]. \quad (17)$$

Во многих случаях оценка погрешности формулы Симпсона весьма затруднительна. При числе шагов интегрирования, кратном четырем, вычисление погрешности производится по результатам расчета с шагами h и $2h$ [7], и результат корректируется.

С целью оценки погрешности интегрирования формулы Симпсона проводились расчеты при $\rho=8$ и $P=1100$ МВт, $Q=1422$ Мвар, соответствующие номинальному напряжению по концам ВЛ длиной 500 км. Напряжения участков определялись по выражению (9). Результаты этих расчетов приведены далее:

Число шагов интегрирования	Значение интеграла по формуле Симпсона	Уточненное
2	598,72	
4	596,13	595,96
8	596,0	595,99
12	596,0	596,0

Значение интеграла, вычисленное по выражению (13):

$$\int_0^{500} (U_x^8/U_2^8) dx = 596,0.$$

Формула Симпсона обеспечивает точность интегрирования вне зависимости от режима работы передачи.

Проводимость эквивалентной схемы замещения коронирующей ВЛ для заданного состояния атмосферы, трассы линии и напряжения определяется по формуле

$$g = \frac{\Delta P_k}{U^2}.$$

Удельная эквивалентная активная проводимость в уравнении в гиперболических функциях определяется как $g_0 = g/l$. Приближенный учет g_0 по значению потерь на корону без учета распределения напряжения вдоль линии вносит неточность в уравнения линии в гиперболических функциях.

Для более точного моделирования принято следующее итерационное уточнение удельной проводимости:

по заданному состоянию атмосферы и напряжению линии определяется g_0 ;
производится расчет напряжения вдоль линии

по уравнениям с гиперболическими функциями; определяются потери на корону по формуле Симпсона. Итерационное уточнение повторяется до достижения заданной точности. Одна итерация уточнения удельной активной проводимости по приведенному алгоритму позволяет достичь высокой точности.

Расчет потерь на корону при одновременном охвате ВЛ разными группами погоды по выражениям (5), (6) производится по следующему алгоритму: расчет режима для n -го участка ВЛ по P, Q, U конца линии; расчет для $n-1$ участка ВЛ по параметрам P, Q, U начала n -го участка ВЛ; повторение расчетов для всех участков ВЛ.

В табл. 2 приведены результаты расчета интеграла для линий 500, 750, 1150 кВ в зависимости от передаваемой по линии активной мощности при представлении удельной характеристики потерь на корону степенной функцией. Расчеты проведены для значений удельных потерь на корону, соответствующих хорошей погоде и изморози. Интегрирование напряжения вдоль линии произведено по уравнениям линии без потерь по полученным аналитическим выражениям (11), (13) и по формуле Симпсона с использованием уравнения напряжения в гиперболических функциях (с учетом потерь) при числе шагов интегрирования, равном восьми.

Погрешность в определении потерь линии от неучета распределения напряжения вдоль линии вычисляется по формуле

Таблица 2

Параметр конца линии			Длина линии l , км	Удельные потери на корону, Вт/м	Показатель степени напряжения ρ	Значение интеграла		Погрешность в определении потерь, %	
Активная мощность, МВт	Реактивная мощность, Мвар	Напряжение, кВ				без учета потерь	с учетом потерь	от неучета распределения напряжения ϵ_p	по уравнению линии без учета потерь ϵ_i
0	142,4					321,11	320,89	7,0	0,07
180	115,0					310,69	320,03	6,7	-2,92
720	-42,0					270,89	306,24	2,1	-11,50
1080	-217,0					238,22	287,48	-4,2	-17,10
0	142,4					310,52	310,69	3,56	-0,05
180	115,0					305,17	310,18	3,40	-1,77
720	-42,0					284,83	303,68	1,23	-6,20
1080	-217,0					266,83	294,37	-1,90	-9,35
0	354,0					321,62	321,55	7,2	0,02
440	310,0					315,23	320,80	6,9	-1,73
1760	0,0					286,22	307,53	2,5	-6,93
2640	-375,0					258,58	288,69	-4,8	-10,40
0	354,0					310,52	310,69	3,56	-0,05
440	310,0					307,42	310,39	3,46	-0,96
1760	0,0					292,91	304,12	1,37	-3,68
2640	-375,0					278,35	294,78	-1,80	-5,57
0	1520,0					551,52	551,94	10,4	-0,07
1120	1422,0					545,33	550,62	10,1	-0,96
4400	398,0					502,28	521,58	4,32	-3,60
6600	-1059,0					449,96	477,41	-4,6	-5,75
0	1735,0					660,77	660,65	32,1	0,02
1120	1640,0					647,25	655,99	31,2	-1,33
4400	638,0					550,56	584,04	17,2	-5,73
6600	-777,0					446,62	492,69	-1,5	-9,35

$$\varepsilon_p = \left(\frac{\Delta P_{k.t}}{\Delta P_{k.p}} - 1 \right) 100\%,$$

где $\Delta P_{k.t}$, $\Delta P_{k.p}$ — потери на корону по точной и приближенной модели.

Погрешность определения потерь на корону по выражениям, полученным на основе уравнения без потерь ($\Delta P_{k.p}$), вычисляется по формуле

$$\varepsilon_i = \left(\frac{\Delta P_{k.i}}{\Delta P_{k.t}} - 1 \right) 100\%.$$

Анализ результатов, приведенных в табл. 2, показывает, что неучет распределения напряжения вдоль линии может привести к ошибке в определении потерь на корону в зависимости от перетока активной мощности и погодных условий вдоль линии от -15% до 32% .

При одинаковой относительной натуральной мощности загрузке и длине линии относительные значения эквивалентных по потерям на корону длин линий 500, 750 и 1150 кВ почти одинаковы. Значение погрешности от неучета распределенности напряжения зависит от погодных условий трассы и длины ВЛ. Чем больше длина линии, тем больше погрешность расчета потерь на корону. Относительная погрешность для условий хорошей погоды на линии больше, чем при плохой погоде, и это объясняется показателем степени ρ .

Были проведены расчеты для случаев охвата ВЛ 1150 кВ длиной 500 км одновременно хорошей погодой ($\rho=8$) и дождем ($\rho=6$) при заданных длинах участков и интенсивности дождя по приведенному алгоритму. Результаты расчетов показывают, что суммарные относительные погрешности по ВЛ в зависимости от длин участков, охваченных разными группами погоды, находятся в пределах 20–30%.

Определение потерь линии с учетом распределения напряжения вдоль линии по аналитическим выражениям, полученным на основе уравнения идеализированной линии, приводит к погрешностям до -25% . Погрешности зависят от перетока активной мощности и растут при его увеличении. При одних и тех же параметрах режима конца линии напряжения по уравнению идеализированной линии имеют меньшие значения, чем по уравнению линии с учетом потерь. Вследствие этого результаты расчета потерь по аналитическим выражениям (10), (13) имеют отрицательную погрешность. Причем, чем больше удельное активное сопротивление, тем большая погрешность.

При использовании уравнения идеализированной линии погрешность в определении потерь на корону складывается из двух составляющих: от неучета активной проводимости и активного сопротивления. Погрешность от неучета активной проводимости была оценена на примере ВЛ 1150 кВ дли-

ной 500 км при активных мощностях 0; 1100; 4400; 6600 МВт. При этом были определены потери на корону по формуле Симпсона вычислением напряжения для этих режимов по гиперболическим функциям при $g_0=0$ и g_0 , $\Delta P_{k0}=400$ Вт/м. Значение погрешности в определении потерь на корону растет с ростом передаваемой по линии активной мощности, и максимальное ее значение составляет 0,5% потерь на корону.

Основная погрешность в значении потерь на корону при использовании уравнений идеализированной линии вносится от неучета активного сопротивления.

Далее рассматриваются упрощенные зависимости, повышающие точность расчета потерь на корону по выражениям (11), (13), полученным на основе уравнений линии без учета потерь.

Анализ результатов табл. 2 показывает, что зависимость между потерями на корону по уравнениям линии с учетом и без учета потерь от перетока активной мощности практически линейная:

$$\Delta P'_{k.t} = (1 + aP) \Delta P_{k.i}, \quad (18)$$

где P — активная мощность конца линии волях от натуральной мощности; a — коэффициент.

Уточнение потерь на корону производится путем коррекции потерь, полученных по уравнениям идеализированной линии и по напряжениям начала линии, вычисленным по уравнениям с учетом $U_{k.i}$ и без учета потерь $U_{k.i}$:

$$\Delta P''_{k.t} = \left[1 + b \left(\left(\frac{U_{k.i}}{U_{k.t}} \right)^{\rho} - 1 \right) \right] \Delta P_{k.i}, \quad (19)$$

где b — постоянный коэффициент, характеризующий распределение напряжения вдоль линии.

Более удобной является формула (18). Расчетные значения a в формуле (19) для ВЛ 1150 кВ длиной 500 км равны 0,05; 0,065; 0,08 при ρ , равном 4, 6, 8 соответственно, для ВЛ 500 кВ длиной 300 км 0,082; 0,121; 0,162 и для ВЛ 750 кВ при длине 300 км 0,048; 0,069; 0,093.

Для анализа режимов ВЛ СВН была разработана программа «ВЛСВН», по которой производятся: расчет коэффициентов для интегралов (10), (13) напряжения 2-, 4-, 6-, 8-й степени вдоль линии; расчет потерь на корону по уравнениям идеализированной линии по аналитическим выражениям вида (5) и (6); расчет потерь на корону по уравнениям с гиперболическими функциями по формуле Симпсона.

В расчетах установленных режимов электрических сетей ВЛ обычно представляется П-образной схемой замещения. При учете потерь на корону ВЛ удобным является использование П-Т-образной схемы замещения, заключающейся в представлении потерь на корону в середине

Таблица 3

Удельная характеристика	Схема замещения	Активная мощность в конце линии, МВт	Точное значение потерь на корону, МВт	Потери мощности на корону (числитель, МВт) и их погрешность (знаменатель, %) при разном числе участков		
				один	два	пять
$\Delta P_k = 9(U/1150)^7$	П-образная	1000	5,32	4,5/-15,4	5,14/-3,38	5,29/-0,56
		2000	5,24	4,5/-14,1	5,07/-3,24	5,21/-0,57
		4000	4,89	4,5/-7,97	4,80/-1,84	4,88/-0,20
	П-Т-образная	1000	5,32	—	5,77/8,40	5,35/0,56
		2000	5,24	—	5,64/7,60	5,26/0,48
		4000	4,89	—	5,10/4,29	4,91/0,40
$\Delta P_k = 250 \times x(U/1150)^{4,72}$	П-образная	1000	139,75	125/-10,4	136,59/-2,15	139,68/-0,06
		2000	138,09	125/-9,48	135,36/-1,97	138,16/-0,05
		4000	131,95	125/-5,26	130,45/-1,13	132,10/0,11
	П-Т-образная	1000	149,71	—	148,14/6,12	140,67/0,77
		2000	138,09	—	145,70/5,51	139,05/0,69
		4000	131,95	—	135,84/2,94	132,57/0,40

линии вводом фиктивного узла. Эта схема наиболее удобна с точки зрения ввода короны, так как не требует существенных изменений программ расчета установившихся режимов.

Для исследования погрешностей моделирования потерь на корону ВЛ СВН были приведены расчеты режимов ВЛ 1150 кВ длиной 500 км. Линии в расчетах режимов представлялись П- и П-Т-образными цепочечными схемами замещения с 2, 5, 10 и 20 участками. Расчеты режимов производились для различных активной мощности, передаваемой по линии, напряжений по концам ВЛ, погодных условий трассы ВЛ. Результаты расчетов для хорошей погоды при фиксированных номинальных значениях напряжений по концам линии приведены в табл. 3.

Установлено, что П-образная схема замещения имеет большую погрешность, чем П-Т-образная (табл. 3). При этом погрешность определения потерь на корону при использовании П-образной схемы замещения тем больше, чем меньше передаваемая по ВЛ активная мощность.

Представление ВЛ 1150 кВ длиной 500 км пятью участками по 100 км обеспечивает практически приемлемую точность во всем диапазоне передаваемых мощностей.

В программах расчета установившихся режимов реализованы уравнения установившегося режима в виде баланса токов и мощностей в узлах. Учет распределения напряжения вдоль линии, представленной цепочечной схемой замещения, в этих программах расчета приводит к малым сопротивлениям участков, что всегда снижает эффективность решения уравнений установившегося режима как по надежности получения решения, так и по быстродействию.

Для учета распределения напряжения вдоль линии при моделировании потерь на корону в расчетах нормальных режимов электрических сетей по программам, основанным на узловых уравнениях установившегося режима, наиболее удобной является полученное выражение (16) на основе метода

Симпсона с числом шагов интегрирования, равна 2. При этом схема замещения линии с фиктивным узлом в середине хорошо согласуются с методом Симпсона и напряжения по концам и в середине линии являются определяемыми.

Выводы. 1. Потери на корону в зависимости от погодных условий являются функцией напряжения в 4–8 степени. Неучет распределенности напряжения вдоль линии в зависимости от перетока активной мощности и погодных условий может приводить к ошибке в определении потерь на корону от 15 до 32%.

2. Представление ВЛ участками длиной 50–100 км П- и П-Т-образными схемами замещения в установившихся режимах обеспечивает практически приемлемую точность во всем диапазоне передаваемых мощностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Руководящие указания по учету потерь на корону и помех от короны при выборе проводов воздушных линий электропередачи переменного тока 330–750 кВ и постоянного тока 800–1500 кВ. — М.: ОГРЭС, 1975.
2. Мельников Н.А., Роддатис В.К. Регулирование напряжения в питателях сетях. — В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. — М.: Энергия. 1968.
3. Зарудский Г.К. К методике расчета потерь мощности на коронование в рабочих режимах линий электропередачи сверхвысокого напряжения. Электрические системы и управление ими. — М.: МЭИ, 1977, вып. 344.
4. Левитов В.И. Корона переменного тока. — М.: Энергия, 1975.
5. Баламетов А.Б., Мамедяров О.С. Удельные потери мощности на корону. — Электрические станции, 1984, № 10.
6. Электрические системы. Передача энергии переменным и постоянным током высокого напряжения. Т.3. /Под ред. В.А. Веникова. — М.: Высшая школа, 1972.
7. Демидович Б.П., Марон И.А. Основы вычислительной математики, — М.: 1966.

[14.07.94]

Автор: Баламетов Ашраф Баламет оглы окончил факультет энергетики Азербайджанского института нефти и химии им. М. Азизбекова в 1971 г. по специальности «Электрические станции». В 1994 г. защитил докторскую диссертацию в Новосибирском техническом университете по теме «Модели и методы управления режимами электрических сетей с ВЛ СВН». Заведующий научно-исследовательской лабораторией АзНИИ-энергетики.

Транспортабельные имитаторы молний на основе магнитокумулятивных генераторов

БОРИСКИН А.С., ГУСЕВ Н.И., ЗОЛОТОВ В.А.,
ЗОЛОТОВСКИЙ В.И., КРАВЧЕНКО А.С., ЮРЫЖЕВ А.С.

Дано описание транспортабельной установки, предназначенной для моделирования воздействия отдельной первой компоненты токового импульса молнии на линии высоковольтных передач, средства связи, электротехнические сооружения, устройства и т. д. Источником энергии транспортабельного имитатора является выпускаемый промышленностью каскад из магнитокумулятивных генераторов ВМГ-80 и ВМГ-160 с суммарной энергией в несколько мегаджоулей. Такой транспортабельный имитатор может использоваться для получения на объектах испытания токовых импульсов амплитудой от 30 до 50 кА (среднестатистическая молния) с временем нарастания в несколько микросекунд и длительностью импульса на полувысоте от 40 до 80 мкс.

Ключевые слова: магнитокумулятивный генератор, напряжение, транспортабельный имитатор, ток молнии

Значение тока в каналах молнии изменяется в широких пределах — от единиц до сотен килоампер. Молнии с большим значением тока возникают очень редко. Так, например, из общего числа наблюдавшихся ударов молнии лишь в 0,1% случаев токи достигали 180 кА. Число же случаев ударов молнии с амплитудой тока около 30 кА составляет уже 50% [1].

Воздействие молнии может быть связано со значительными механическими разрушениями, пожарами, нарушениями функциональных связей между отдельными блоками поражаемого объекта, наведением токов и возникновением импульсных перенапряжений в металлических оголовках и жилах кабельных линий и отдельных проводах, приводящих к выходу их из строя [1, 2]. Весьма затруднительно воссоздать полностью природу молнии с присущими ей всеми стадиями развития разряда. Удается только частично имитировать разряд молнии с помощью различного рода установок [1, 3, 4]. Существующие установки в основном созданы на основе емкостных источников энергии (ГИН, ГИТ или их комбинации). Как правило, такие установки являются стационарными и позволяют проводить испытания только отдельных элементов аппаратуры или объектов относительно небольших размеров, которые могут быть размещены в непосредственной близости от установки в лабораторных условиях.

В некоторых случаях требуется подтверждение стойкости к воздействию молнии объектов или аппаратуры непосредственно в местах их рас-

A mobile setting for simulating an action of the first component of a lightning current pulse on high-voltage transmission lines means of communication, computer centers, electronical installation etc., is described. As an energy source of a simulator a cascade of two industrial magnetocumulative generators MCG-80 and MCG-160 with total energy capacity of several megajoules is used. Such mobile simulators can be used for generating in tested objects current pulses with an amplitude of 30 to 50 kA (average statistical lightning), rise time of several microseconds and pulse duration at the half-height of 40 to 80 μs.

Ключевые слова: magnetocumulative generator, voltage, mobile simulator, lightning current

положения и функционирования со всеми присущими им связями, заземлениями и соединениями. Особенно это важно для тех объектов, которые могут находиться в автономном режиме работы в отдельных местах. Существующие передвижные установки на основе емкостных накопителей обладают обычно относительно небольшой энергией (несколько сотен килоджоулей) и не позволяют проводить испытания таких объектов на высокие уровни тока молнии с требуемыми временными характеристиками.

В статье описан транспортабельный имитатор воздействия первой токовой компоненты молнии. Структурная схема показана на рис. 1. Источником энергии для имитатора является магнитокумулятивный генератор 2 (МКГ). Такие генераторы преобразуют химическую энергию заряда взрывчатого вещества в мощные импульсы электрической энергии. В этой моделирующей установке используются МКГ типа ВМГ-80 и ВМГ-160, выпускаемые производственным объединением «Электросила» [5, 6]. При этом генератор ВМГ-80 является источником начальной энергии для ВМГ-160. Для согласования гене-

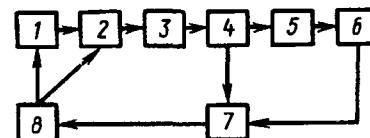


Рис. 1. Структурная схема имитатора воздействия молнии: 1 — источник начальной энергии; 2 — МКГ; 3 — трансформатор; 4 — формирующее устройство; 5 — обостряющий разрядник; 6 — нагружаемый объект; 7 — измерительные датчики; 8 — передвижной комплекс аппаратуры

раторов между собой и нагрузкой используются трансформаторы, являющиеся неотдельными конструктивными элементами самих МКГ.

Генератор ВМГ-80 — спирально-коаксиальный (рис. 2, а). Его спираль 1 является шестисекционной, многофазной с использованием проводов типа ПЭЛБО диаметр 2,30 мм. Длина каждой секции около 85 мм. Число заходов в секциях равно 2, 4, 8, 16, 32 и 64. Коаксиальный участок длиной 230 мм выполнен в виде расширяющегося конуса 4, который имеет диаметр по основанию 102 мм. Центральная медная труба 2 имеет наружный диаметр 32 мм с толщиной стенки 2 мм. У трубы на конце имеется конусное расширение с диаметром по основанию 64 мм. Внутри трубы размещается взрывчатое вещество (ВВ) 3 с капсюлем-детонатором 5 на торце. Начальная индуктивность генератора 24 мкГн. Индуктивность первичной одновитковой обмотки трансформатора 6 равна 16 нГн, а 32-витковой, расположенной внутри нее, — 16 мкГн. При работе такого генератора на нагрузку индуктивностью 7 мкГн получается энергия порядка 200 кДж.

Спираль 1 генератора ВМГ-160 (рис. 2, б) с

внутренним диаметром 160 мм — пятисекционная. Она намотана медным изолированным проводом с диаметром по изоляции 5,5 мм. Число заходов по секциям: 4, 8, 16, 32, 64. Длина секции 160 мм. В коаксиальном участке 4 диаметр конуса по основанию 220 мм. В генераторе используется медная труба 2 диаметром 64 мм с толщиной стенки 4 мм. Труба имеет конусное расширение длиной 500 мм с диаметром по основанию 130 мм. Внутри нее размещается ВВ 3 с капсюлем-детонатором 5 на торце. Начальная индуктивность генератора составляет 7 мкГн. Кабельный трансформатор 6, намотанный проводом КВИО-150, подсоединен к токовыводу 7 генератора. Индуктивность первичной обмотки трансформатора равна 25 нГн, вторичной 32-витковой — 25 мкГн. Генератор позволяет получать в нагрузке индуктивностью 15 мкГн токи 500 кА, энергию около 2 МДж. В имитаторе используется генератор ВМГ-160 с модернизированным трансформаторным узлом, где число витков во вторичной обмотке трансформатора увеличивается до 64 (индуктивность вторичной обмотки около 100 мкГн).

В качестве источника начальной энергии генератора ВМГ-80 используется конденсаторная батарея емкостью 33 мкФ, заряжаемая до 11—14 кВ, при этом энергия батареи 1,5—2,5 кДж. Общая масса каскада равна 600 кг, масса ВВ (сплав тротила гексогена ТГ-50/50) — 10 кг.

Большая энергоемкость и мощность каскада позволяют с помощью дополнительных формирующих устройств получать на исследуемых объектах импульсы тока с различными амплитудно-временными характеристиками.

Описываемый имитатор развивает напряжение в мегавольтном диапазоне при токе до сотен килоампер. Принципиальная электрическая схема транспортабельного имитатора на основе МКГ приведена на рис. 3. Источник начальной энергии С разряжается на МКГ, имеющий индуктивность L_1 и сопротивление R_1 . После подрыва ВВ источник закорачивается при подлете разлетающейся трубы к спирали. В процессе работы МК

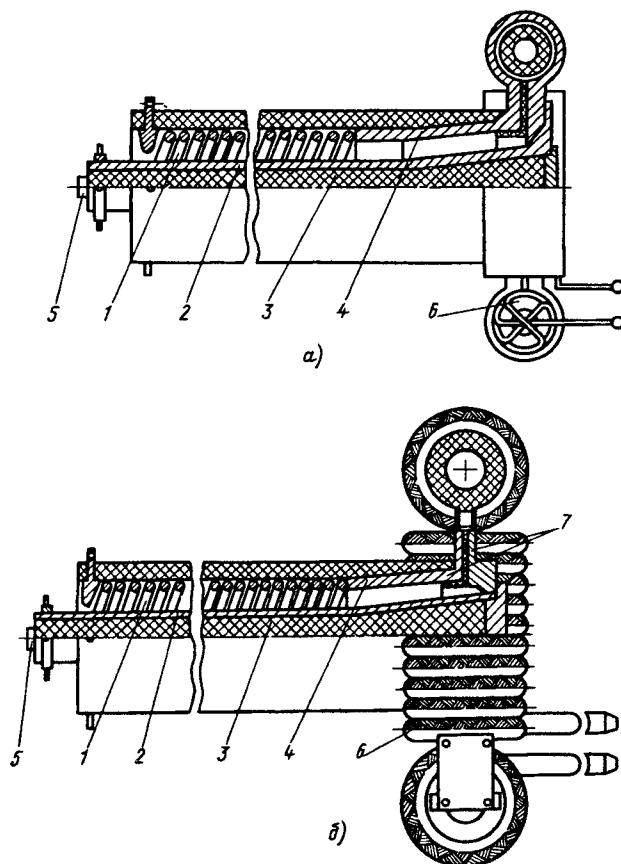


Рис. 2. Магнитокумулятивный генератор ВМГ-80 (а) и ВМГ-160 (б): 1 — многосекционная спираль; 2 — металлическая труба; 3 — (ВВ); 4 — конусный коаксиальный участок; 5 — капсюль-детонатор (КД); 6 — повышающий трансформатор (а); кабельный трансформатор (б); 7 — токовывод генератора

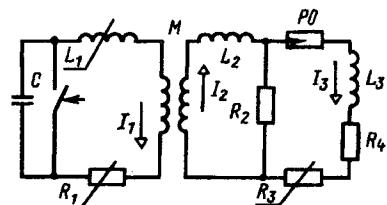


Рис. 3. Электрическая схема транспортабельного имитатора на основе МКГ: С — источник начальной энергии; L_1 , R_1 — индуктивность и сопротивление МКГ; М — взаимная индуктивность; L_2 — индуктивность индуктора; R_2 — сопротивление ЭВП; L_3 — индуктивность контура нагрузки; R_3 — сопротивление заземления; R_4 — дополнительное сопротивление; PO — разрядник-обостритель

происходит усиление энергии и тока I_1 . С помощью повышающего трансформатора, имеющего взаимную индуктивность M , энергия из генератора передается в высокоиндуктивный контур (индуктор) L_2 , включающий в себя систему электрически взрывающихся проводников (ЭВП) с сопротивлением R_2 . Нагружаемый объект с помощью специальной линии подключается через газонаполненный разрядник-обостритель (РО) параллельно ЭВП. Параметры ЭВП выбирают таким образом, чтобы во время работы генератора их сопротивление было минимальным, а на момент окончания работы генератора (соответствует максимуму тока I_2 в индукторе) происходил электрический взрыв проволочек с резким увеличением сопротивления (сопротивление проводников может увеличиваться в 200—300 раз) [7, 8].

В момент взрыва проволочек на них возникает импульс напряжения, который приводит к срабатыванию обостряющего разрядника, расположенного в цепи контура нагрузки. Энергия, запасенная в индукторе, формирует импульс тока I_3 в контуре нагрузки L_3 . Амплитудно-временные характеристики этого импульса определяются в основном параметрами сопротивлений и индуктивностей индуктора ЭВП и нагрузки. При этом сопротивление электрической цепи нагружаемого объекта включает в себя сопротивление заземления объекта R_3 и некоторое дополнительное сопротивление R_4 . В качестве ЭВП использовались 11 проводов (отрезки кабеля РК-75-2-12 без оплетки) длиной 8 м. Каждый провод представлял собой семь облученных медных проводников с общим сечением $0,078 \text{ mm}^2$, окруженных полиэтиленовой оболочкой диаметром 2,2 мм. Общее сопротивление всех включенных параллельно проводов в холодном состоянии было равно 0,16 Ом.

Накопительный контур (индуктор) для МКГ был образован двумя соленоидами диаметром 1 м, намотанными высоковольтным проводом и размещенными с помощью диэлектрических подставок на высоте 3 м от земли. Общая длина провода индуктора, включая длину обратного токопровода (около 50 м), была равна 200 м. Индуктивность накопительного контура составила 360 мГн (с учетом индуктивности вторичной обмотки трансформатора ВМГ-160 индуктивность 460 мГн). Линия, связывающая через разрядник высоковольтный конец ЭВП с объектом нагрузки, имела длину 60 м и состояла из нескольких параллельных изолированных высоковольтных проводов и последовательно соединенного с ними жгута из никромовой проволоки сопротивлением $R_4 = 3,7 \div 7 \text{ См}$. Масса жгута подбиралась таким образом, чтобы в процессе протекания тока никром не нагревался и значение

сопротивления оставалось неизменным. Другой конец ЭВП и сам объект заземлялись для того, чтобы использовать землю в качестве обратного токопровода.

Индуктивность контура нагружения составляла примерно 100 мГн. Хотя измеряемое перед нагружениями омическое сопротивление заземления R_3 этого контура было от 5 до 10 Ом, в процессе протекания тока по грунту оно уменьшалось и сопротивление контура в основном уже определялось только значением дополнительного сопротивления из никрома R_4 . В качестве обостряющего устройства использовался неуправляемый газонаполненный разрядник с пробивным напряжением (400—500 кВ).

Экспериментальная проверка возможностей транспортабельной установки на основе МКГ для моделирования воздействия тока молний производилась в полевых условиях. В качестве нагружаемого объекта использовался макет трансформаторной подстанции линии передач. Запуск имитатора (т.е. подрыв взрывчатого вещества) и проведение необходимых измерений осуществлялось из передвижного комплекса аппаратуры, созданного специально для работы с имитатором. Защита обслуживающего персонала, объекта испытаний и комплекса аппаратуры обеспечивалась размещением ВМГ-80 и ВМГ-160 в простейшем защитном сооружении: в трубе, обвалованной грунтом [9]. В экспериментах с помощью транспортабельного имитатора на основе МКГ было смоделировано воздействие тока молний на испытываемый объект амплитудой от 30 до 50 кА с длительностью фронта нарастания тока $\tau_1 = 6 \div 9 \text{ мкс}$ и длительностью импульса на полувысоте $T_{0,5} = 35 \div 80 \text{ мкс}$. На рис. 4,а приведена характерная кривая тока в цепи нагрузки испытываемого объекта, когда амплитуда тока равнялась 50 кА при $\tau_1 = 7 \text{ мкс}$ и $T_{0,5} = 65 \text{ мкс}$. При импульсе с датчика, расположенного в контуре ЭВП (рис. 4,б), ток в накопительном контуре имел максимальную амплитуду 65 кА, а напряжение на выходе трансформатора ВМГ-160 составляло 380 кВ. При электрическом взрыве ЭВП напряжение увеличилось не менее чем в 3 раза и составило в данном случае около 10^6 В . (Использовались два соединенных последовательно разрядника.)

Таким образом, успешная экспериментальная проверка в полевых условиях транспортабельной установки на основе МКГ подтвердила возможность ее применения для исследования воздействия тока молний амплитудой до 50 кА на многих испытываемых объектах. Данный уровень тока не является предельным для имитатора, созданного на основе магнитокоммулятивного генератора типа ВМГ-160. Он также пригоден для

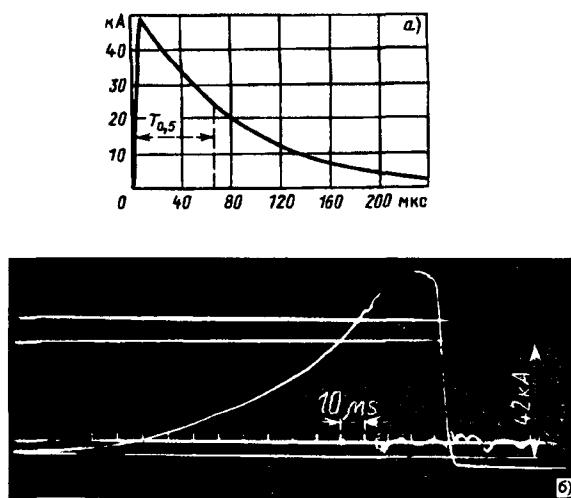


Рис. 4. Экспериментальные зависимости: а — характерная кривая тока, получаемая при нагружении объекта индуктивностью 100 мГн , $R_4 = 3,7 \text{ Ом}$; б — осциллограмма токового импульса с датчика, расположенного в контуре ЭВП

моделирования первой токовой компоненты молнии в стокилоамперном диапазоне. Использование более энергоемких взрывомагнитных источников энергии, таких как ВМГ-320 [5] с дополнительным трансформаторным узлом, может обеспечить уже моделирование воздействия токов молнии амплитудой 200—400 кА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Юман М. Молния. — М.: Мир, 1972.
- Михайлов М.И., Разумов Л.Д. Защита кабельных линий связи от влияния внешних электромагнитных полей. — М.: Связь, 1967.
- Генераторы грозовых и коммутационных импульсов напряжения наружной установки / В.П. Фотин, В.Н. Бондалетов, Ю.Л. Шерстюк, Е.Н. Чернов — Электротехника, 1983, № 8.
- Генератор импульсных напряжений с энергией 0,32 МДж и напряжением 4 МВ. / Ю.Е. Коляда, Ю.В. Ткач, Ю.П. Подосинкин и др. — ПТЭ, 1986, № 3.
- A Multiwire Helical Magnetic Cumulation Generator. / F.I. Pavlovskii, R.Z. Lyudavae, L.I. Sel'chenkov et al. In «Megagauss Phisics and Technology» / Ed. P.J. Turchi. — New York and London: Plenum Press — 1980.
- Магнитокумулятивные генераторы с трансформаторным отводом энергии / Бухаров В.Ф., Васюков В.А., Гурин В.Е. и др. — ПМТФ, 1982, № 1.
- Электрические и оптические характеристики быстрого

взрыва проволочек / Ф. Уэбб, Г. Хилтон, П. Левин, Э. Толлестрап — В сб. «Электрический взрыв проводников» / Пер. с английского, под ред. А.А. Рухадзе, И.С. Шпигеля. — М.: Мир, 1965.

Бакулин Ю.Д., Лучинский А.В. Оценки возможностей получения высоких плотностей энергии при электровзрыве цилиндрических оболочек. — ПМТФ, 1980, № 11.

Transpotable Lightning Simulators on MC-Generator Basis / A.S. Boriskin, N.I. Gusev, A.S. Kravchenko et al. — Sixth International Conference on Megagauss Magnetic Generation and Related Topics. — Albuquerque, New Mexico (USA), 1992.

[21.03.95]

Автор: Борискин Александр Сергеевич окончил факультет технической физики Московского инженерно-физического института (МИФИ) в 1972 г. В 1989 г. защитил кандидатскую диссертацию по магнитокумулятивным генераторам сверхсильных токов и сверхвысоких напряжений во Всероссийском научно-исследовательском институте экспериментальной физики (ВНИИЭФ) — Российском федеральном ядерном центре. Старший научный сотрудник ВНИИЭФ.

Гусев Николай Иванович окончил Нижегородский политехнический институт в 1972 г. Заместитель начальника отделения ВНИИЭФ.

Золотов Владимир Александрович окончил МИФИ по специальности «Авиационное приборостроение» в 1968 г. В 1982 г. защитил кандидатскую диссертацию по экспериментальной физике во ВНИИЭФ. Ведущий научный сотрудник ВНИИЭФ.

Золотовский Валерий Иванович окончил Московское высшее техническое училище им. Баумана в 1967 г. Инженер-исследователь ВНИИЭФ.

Кравченко Анатолий Семенович окончил физический факультет Одесского университета в 1964 г. В 1984 г. защитил кандидатскую диссертацию по формированию импульсов энергии магнитокумулятивных генераторов во ВНИИЭФ. Начальник лаборатории ВНИИЭФ.

Юрыжев Александр Сергеевич окончил Арзамасский политехникум по специальности «Электроприборостроение» в 1961 г. Инженер-исследователь ВНИИЭФ.

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).

Применение гибридных фильтров для улучшения качества электроэнергии

МУСТАФА Г.М., КУТЕЙНИКОВА А.Ю., РОЗАНОВ Ю.К., ИВАНОВ И.В.

Рассматривается перспектива применения так называемых гибридных фильтров высших гармоник тока. Такие фильтры содержат статический ШИМ-преобразователь и сочетают достоинства пассивной и активной фильтрации. Гибридный фильтр в отличие от активного рассчитывается не на полную мощность нелинейной нагрузки, что делает его применение более экономичным.

Наиболее подробно в статье рассмотрены вопросы управления гибридным фильтром. Приведены результаты компьютерного моделирования для гибридного фильтра, содержащего два параллельных звена.

Ключевые слова: качество электроэнергии, высшие гармоники тока, гибридные фильтры, широтно-импульсные преобразователи, компьютерное моделирование

Введение. За последнее десятилетие рост относительного содержания нелинейных нагрузок в общей установленной мощности потребителей электроэнергии существенно усложнил проблему обеспечения ее качества. Особенно актуальной эта проблема стала в системах электроснабжения ограниченной мощности, в частности, в автономных системах. В этой связи в ряде стран с высоким уровнем энергопотребления приняты жесткие стандарты в части требований к гармоническому составу токов и коэффициенту мощности нелинейных потребителей, основную долю которых составляют устройства силовой электроники. Это дает основание надеяться, что в долгосрочной перспективе задачи обеспечения качества электроэнергии (в аспекте снижения негативного влияния высших гармоник тока) будут не такими актуальными. Однако в настоящее время и в ближайшем развитии методов и средств фильтрации высших гармоник остается основным эффективным направлением в решении этой проблемы.

Традиционными техническими средствами фильтрации высших гармоник являются пассивные фильтры, выполненные на основе конденсаторов и реакторов. Эффективность таких фильтров ограничена следующими основными факторами. Во-первых, они обладают детерминированными частотными характеристиками, в то время как спектральный состав высших гармоник и частотные характеристики остальной части энергосистемы имеют в общем случае стохастический характер. Во-вторых, реактивные элементы фильтров отрицательно влияют на качество переходных процессов в динамических режимах ра-

The paper considers prospects of application of so-called «hybrid» filters of current upper harmonics. «Hybrid» filters are composed of a static PWM converter and passive LC-circuits. They combine advantages of conventional passive and active filters. As a «hybrid» filter is rated at not full power of a non-linear load its application is more economical. Principles of the «hybrid» filter control are detailed. Results of computer modelling of a «hybrid» filter consisting of two parallel branches are given.

Key words: quality of electric energy, current, upper harmonics, PWM converter, computer modelling

боты электросистемы. Это отрицательное влияние обусловлено противоречивыми требованиями высокой добротности резонансных контуров фильтров, с одной стороны, и обеспечением диссипативности их элементов для затухания свободных составляющих переходного процесса, с другой. Попытки найти удовлетворительный компромисс в рамках традиционных схемотехнических решений не привели к ожидаемым результатам. Однако развитие силовой электроники, усугубив проблему обеспечения качества электроэнергетики, в то же время создало основу для разработки эффективных методов и средств активной фильтрации высших гармоник.

Возможность использования силовых электронных устройств в качестве активных фильтров начала привлекать внимание специалистов, начиная с середины 70-х годов [1–3 и др.]

Первой значительной работой, достаточно подробно излагающей основные принципы активной фильтрации, способы построения силовой части и системы управления фильтра, а также результаты лабораторных исследований, следует признать [2], опубликованную в 1976 г. В данной работе рассматривалась полная компенсация высших гармоник активным фильтром, т. е. рассматривался статический преобразователь, работающий в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ-преобразователь), на базе инвертора напряжения или инвертора тока, компенсирующий полную мощность искажений.

В [3] впервые было введено понятие гибридного фильтра и сформулированы почти все основные представления и идеи, в том числе следующие:

- о возможности компенсации недостаточной добротности;
- о подстройке собственной частоты резонансной цепи;
- о линейном управлении через полосоизпропускающий фильтр.

Однако в данной работе не затрагивались вопросы функционирования фильтра в динамических режимах, баланс энергии, полосовое подавление, реализация нелинейных обратных связей.

В [4] описано применение ШИМ-преобразователя тока на запираемых тиристорах (1200 В, 50 А, 2 кГц) для фильтрации тока, потребляемого мощным преобразователем (800 кВ·А, 6,9 кВ). Содержание гармоник снижено с 2,53 до 0,67%.

В [5] представлен один из возможных вариантов схемотехнической реализации активного фильтра, полностью компенсирующего искажения трехфазного преобразователя, а в [6] развит подход, изложенный в [5]. Описан макет, где искажающая нагрузка — тиристорный преобразователь с мощностью 20 кВ·А. Активный фильтр имеет мощность 7,5 кВ·А. В экспериментах ток нагрузки модулировался с частотой 10 Гц.

В 1988 г. опубликована важная работа [7], существенно способствующая решению проблемы активной фильтрации. Рассмотрен гибридный фильтр в трехфазной сети, составленный из резонансных *LC*-цепей и одного трехфазного ШИМ-преобразователя, используемого как активный элемент. В отличие от [3] активный элемент включен последовательно с искажающей нагрузкой. Для сетевой частоты он представляет нулевое сопротивление, а для гармоник действует как резистор, вносящий затухание в резонансные *LC*-цепи. Как и в предыдущих работах этих авторов, управление описывается в ортогональных осях. Представлены результаты моделирования. В [8] дается развитие [7]: рассмотрен фильтр с шунтирующими *LC*-цепями и последовательным активным элементом, который в схеме замещения для гармоник имитирует резистор. Описан экспериментальный образец, нагруженный на циклонвертор мощностью 24 кВ·А. Особо следует отметить публикацию [9], появившуюся в 1991 г., в которой проведена систематизация почти пятнадцатилетнего опыта разработки активных фильтров.

В отечественной литературе идея о возможности использования преобразователей на базе инверторов напряжения для компенсации гармонических искажений впервые была рассмотрена в 1975 г. [1], а одной из последних наиболее значительных публикаций, посвященных данному вопросу, является [10].

Из проведенного анализа истории разработок активных фильтров для подавления высших гар-

моник в электрических сетях видно, что лишь в последнее десятилетие была создана база для практической реализации методов активной фильтрации. Такой базой, в первую очередь, являются полностью управляемые быстродействующие полупроводниковые приборы: запираемые тиристоры, мощные полевые транзисторы и биполярные транзисторы с изолированным затвором с высокими значениями коммутируемых токов и напряжения и относительно малой мощностью управления.

На основе таких приборов могут создаваться как активные фильтры, непосредственно устраняющие высшие гармоники в сети электроснабжения, так и гибридные, представляющие комбинацию из пассивных и активных фильтров относительно малой мощности.

Активные фильтры. Схемотехнической основой активных фильтров переменного тока являются импульсные преобразователи переменного тока в постоянный с индуктивным или емкостным накопителем электроэнергии на стороне постоянного тока (напряжения). Эти преобразователи выполняются на полностью управляемых ключах, что позволяет осуществлять коммутацию в любой момент времени в течение периода сетевого тока или напряжения, чем обеспечивается обмен электроэнергией между сетью и накопителем с использованием принципов широтно-импульсной модуляции на повышенной частоте по требуемым законам. При этом в режиме выпрямления энергия поступает в накопитель, а в режиме инвертирования — из накопителя в сеть. Причем оба режима возможны как с отстающим, так и с опережающим углами сдвига фаз между током и напряжением, т.е. во всех четырех квадрантах комплексной плоскости, на которой представлены векторы первых гармоник тока и напряжения. Главным же свойством таких преобразователей, используемых при активной фильтрации, является возможность управления неактивной мощностью, включающей в себя реактивную мощность на частоте сети и мощность высших гармоник [10].

Наиболее наглядно эти принципы можно проследить на примере однофазной схемы с индуктивным накопителем (рис. 1,*a*). Запираемые тиристоры *V1—V4* позволяют работать в квадрантах *I—IV* (рис. 1,*b*), так как накопитель L_d способен изменять полярность напряжения без изменения схемы. Кроме того, можно управлять током i_{ab} на стороне переменного тока преобразователя. Например, можно сформировать ток с формой тока меандра (при допущении $L_d = \infty$) на частоте третьей гармоники (рис. 1,*c*). Используя принципы импульсной модуляции, становится возможным сформировать требуемую

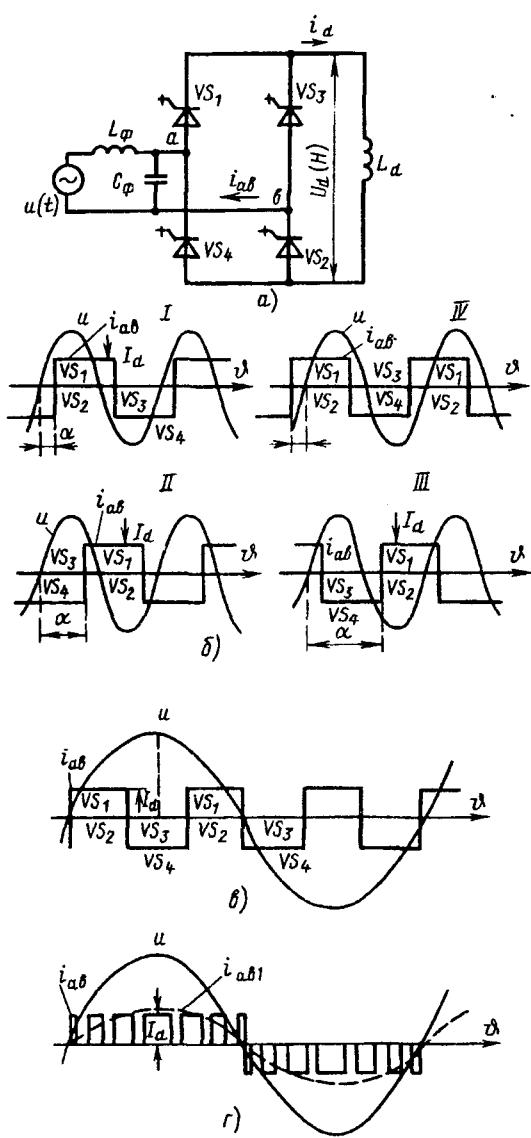


Рис. 1. Однофазный активный фильтр с индуктивным накопителем: а — схема; б — диаграммы входных токов при работе в четырех квадрантах комплексной плоскости; в — входной ток с формой меандра на частоте третьей гармоники; г — входной ток с модуляцией по основной гармонике

гармонику тока, например первую i_{ab1} (рис. 1, г). Пауза нулевого тока в рассматриваемой схеме формируется сохранением в проводящем состоянии двух плеч моста ($VS1, VS4, VS2, VS3$), шунтирующего реактора L_d .

Высшие гармоники тока, обусловленные несущей частотой модуляции, могут быть отфильтрованы сравнительно «легким» $L_\phi C_\phi$ -фильтром, так как частота этих гармоник относительно высока.

В соответствии с принципом дуальности в качестве накопителя может использоваться конденсатор. При этом ключевые элементы схемы должны иметь двустороннюю проводимость, а источник на стороне переменного тока соответст-

вовать источнику тока. Последнее может быть обеспечено включением на стороне переменного тока индуктивного фильтра. Наличие источника тока со стороны сети не исключает использования $L_\phi C_\phi$ -фильтра, подавляющего нежелательные высшие гармоники напряжения, обусловленные импульсной модуляцией.

В зависимости от вида накопителя активные фильтры являются генераторами высших гармоник тока или напряжения.

Очевидно, что энергоемкость накопителей должна быть достаточной для обеспечения поступления энергии в сеть на интервалах, длительность которых определяется частотным спектром высших гармоник, а при компенсации сдвига основной гармоники тока относительно напряжения — на интервалах, определяемых этим сдвигом и в пределе равных четверти периода частоты сети. Реальные потери активной мощности в преобразователе могут компенсироваться за счет поступления энергии в накопитель от сети на частоте основной гармоники или за счет подзаряда накопителя от дополнительного маломощного источника.

Активные фильтры, являясь источниками высших гармоник тока или напряжения, с частотным спектром, аналогичным спектру высших гармоник тока нелинейного потребителя, позволяют обеспечить синусоидальность напряжения на шинах последнего.

Управление ключевыми элементами активных фильтров может осуществляться различными методами, характерными для импульсной модуляции. Однако наибольшее распространение получил метод слежения за управляющим (эталонным) сигналом [2, 6, 11].

Следует отметить, что возможности четырехквадрантных преобразователей далеко не исчерпываются задачами активной фильтрации. Они могут успешно использоваться для регулирования активной и реактивной мощностей систем электроснабжения. Для этого требуются накопители со значительно более высокой энергоемкостью, в частности, сверхпроводящие индуктивные реакторы. Такой накопитель позволяет аккумулировать избыток мощности в энергосистеме и при необходимости компенсировать ее дефект при пиковых нагрузках. Кроме того, при энергоемких накопителях становится возможным управлять качеством электроэнергии в переходных процессах, обусловленных высокодинамической нагрузкой, например, мощными электродвигателями.

Гибридные фильтры. Значительным ограничением в использовании активных фильтров является то, что их установленная мощность должна быть соизмеримой с мощностью нелинейной нагрузки и, следовательно, будет иметь высокую

стоимость. В поисках более экономичных путей решения проблемы внимание исследователей привлекла возможность использования пассивных фильтров в сочетании с активными, но меньшей мощности, — так называемых гибридных фильтров [3, 7].

В гибридных фильтрах функции активного элемента также выполняет импульсный преобразователь с накопителем энергии, который по существу протекающих в нем электромагнитных процессов идентичен активному фильтру. Однако с позиции теории пассивных фильтров его предпочтительней рассматривать как двухполюсник с управляемым выходным полным сопротивлением. Это позволяет использовать общий подход при рассмотрении гибридных фильтров в целом.

С этих позиций мгновенное значение входного полного сопротивления для «гладкой» составляющей модулированного тока в схеме на рис. 1 можно представить в следующем виде:

$$z(t) = \frac{u_{ab}(t)}{m(t) I_d}, \quad (1)$$

где $u_{ab}(t)$ — напряжение на входе двухполюсника; $m(t)$ — модулирующая функция в виде «гладкой» составляющей; I_d — ток в индуктивном накопителе.

Если закон модуляции $m(t)$ обеспечит условие $dz(t)/dt=0$, то входное сопротивление будет эквивалентно линейному активному сопротивлению $\pm R_3$. При этом знак минус соответствует истоку энергии из накопителя. При периодическом изменении $dz(t)/dt$ сопротивление будет иметь емкостную или индуктивную составляющую [14, 15], так как реактивная мощность является интегральной мерой скорости изменения мгновенного сопротивления во времени. Аналогичный эффект можно получить в схеме с емкостным накопителем.

В качестве примера [3] на рис. 2 представлена эквивалентная схема системы электроснабжения с гибридным параллельным фильтром n -й гармоники. Пассивная часть фильтра представлена LC -фильтром с активным сопротивлением r , который настроен в резонанс на частоте n -й гармоники, генерируемой нелинейным потребителем, а активный фильтр — управляемым импедансом z_{var} с компонентами r_ϕ, L_ϕ, C_ϕ . Условие резонанса для пассивной части фильтра выражается соотношением

$$j\omega_n C = \frac{j\omega_n L}{r^2 + (\omega_n L)^2}. \quad (2)$$

Для повышения добротности и, следовательно, эффективности фильтра необходимо компенсировать его активное сопротивление r . Для этого активный элемент должен иметь отрицательное активное сопротивление

$$r_\phi = \frac{r^2 + (\omega_n L)^2}{r}. \quad (3)$$

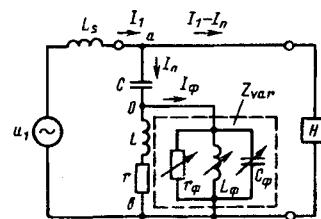


Рис. 2. Эквивалентная схема однофазного гибридного фильтра с управляемым полным сопротивлением z_{var}

Соотношение (3) соответствует генерации активной мощности со стороны активного фильтра.

Очевидно, что активный фильтр позволяет не только компенсировать активное сопротивление, но и корректировать параметры реактивных элементов фильтра. В частности, такая задача возникает для сохранения условия резонанса при отклонениях частоты n -й гармоники на некоторую величину $\pm\Delta\omega_n$.

Важным преимуществом гибридных фильтров является возможность исключения в системе явления «антирезонанса» [7]. Причина этого нежелательного явления обусловлена наличием индуктивностей генератора и линии сети, что приводит к появлению полюса в частотной характеристике полного сопротивления системы на частотах, близких к частоте фильтруемой гармоники. В результате девиации частот гармоник может произойти интенсивное увеличение амплитуды нежелательной высшей гармоники.

Другим существенным достоинством гибридных фильтров является возможность управления качеством переходных процессов в динамических режимах работы системы электроснабжения. Это достигается воздействием активного элемента на затухание нежелательных колебаний при сохранении недиссипативного характера фильтра в целом.

Общие принципы управления гибридными фильтрами.

Система управления (СУ) ШИМ-преобразователем, который является по сути активным элементом гибридного фильтра высших гармоник, имеет двухступенчатую структуру построения, характерную для развитых современных систем управления следящими ШИМ-преобразователями. Это схематично отображено на рис. 3, где СУ преобразователя состоит из двух подсистем: модулятора МД и охватывающего системного регулятора РЕГ.

Модулятор непосредственно вырабатывает сигналы управления ключами ШИМ-преобразователя и объединяет в себе все высокочастотные блоки системы, работающие на несущей частоте. Переменные из силовой схемы, используемые в модуляторе, не подвергаются предварительному усреднению; пульсации их являются существенными для работы модулятора.

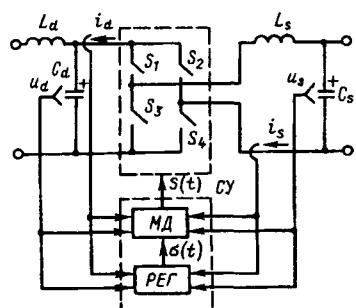


Рис. 3. Структурная схема СУ следящего ШИМ-преобразователя

Основные положения общей теории построения и анализа подобных модуляторов изложены в [11–13]. Поэтому основной задачей при проектировании СУ ШИМ-преобразователя применительно к реализации функции активной фильтрации является разработка охватывающего (корректирующего) регулятора РЕГ.

При разработке структуры СУ гибридного фильтра используется упрощенная схема системы электроснабжения с сетевым гибридным фильтром, настроенным на частоту определенной высшей гармоники, представленная на рис. 4, а. Такая схема базируется на принятой двухступенчатой структуре построения СУ и на возможности использования при анализе непрерывной модели ШИМ-преобразователей. Таким образом, далее рассматривается обобщенная непрерывная модель системы, в которой силовая часть ШИМ-преобразователя совместно с модулятором МД является по сути усилителем мощности сигнала задания, формируемого блоком РЕГ по сигналам обратных связей (ОС). Поэтому в схеме на рис. 4, а следящий ШИМ-преобразователь эквивалентирован зависимым источником напряжения e_f , управляемым по сигналу задания \bar{e} , который вырабатывает блок РЕГ. Исходя из этого, при дальнейшем анализе важнейшим допущением становится тождество в каждый момент времени выходного сигнала РЕГ (сигнала задания \bar{e}) и выходного напряжения ШИМ-преобразователя e_f . Следовательно, разработка СУ гибридного фильтра в данном случае сводится непосредственно к разработке системного регулятора РЕГ, должного обеспечивать требуемые функции недиссипативной фильтрации. При этом основной задачей становится правильное построение ОС и разработка управляющих функционалов, формирующих сигнал задания.

В случае гибридного сетевого фильтра функцией входящего в его состав ШИМ-регулятора, т. е. соответственно принятому допущению управляемого источника напряжения, является обеспечение требуемой эффективности фильтрации пассивной частью (LC -фильтр) высшей гармо-

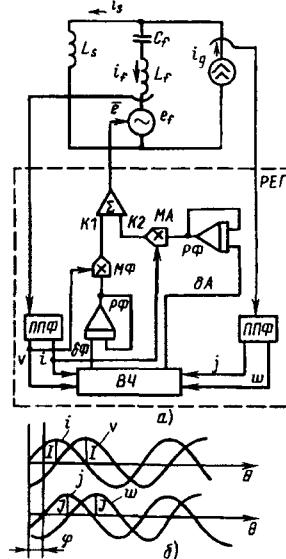


Рис. 4. Базовая схема системного регулятора РЕГ СУ с двухконтурной обратной связью

ники тока частоты, на которую настроен гибридный фильтр. Это достигается «подстройкой пассивного LC -фильтра на частоту подаваемой высшей гармоники посредством регулирования величины и фазы управляемого источника напряжения. Условием «идеальной» фильтрации является равенство мгновенных значений тока конкретной высшей гармоники j , инжектируемой источником искажений, и тока i настроенного на эту высшую гармонику гибридного фильтра. В базовой системе на рис. 4, а это тождественно шунтированию сетевой индуктивности L_s элементами C_f, L_f, e_f для составляющей тока источника i_g с частотой этой гармоники и, соответственно, нулевому значению этой составляющей в сетевом токе I_s .

Как показали проведенные исследования, подавление высшей гармоники в системе с линейной ОС по сигналу рассогласования первой (основной) гармоники тока источника i_g и сетевого тока I_s вряд ли достижимо. Перспективней в этом отношении система РЕГ с ОС по рассогласованию мгновенных значений фазы и амплитуды высшей гармоники искажающего тока и тока фильтра.

В такой системе измерительные (неэнергетические) полосопропускающие фильтры (ППФ) выделяют из полных спектров тока источника искажений i_g и тока фильтра i_f пары сигналов j, w и i, v , соответствующие определенной гармонической частоте. Вычислитель V_C вычисляет мгновенные значения рассогласования фазы $\delta\Phi$ и амплитуды δA между этими парами сигналов. Инерционные звенья R_F и P_A в виде интегрирующих операционных усилителей усред-

няют рассогласования; на умножителях $M\Phi$ и MA усредненные сигналы рассогласований умножаются на текущие значения сигналов i и v . Затем через сумматор с определенными коэффициентами $K1$ и $K2$ формируется сигнал задания \bar{e} , который активным элементом преобразуется в напряжение управляемого источника e_f . По построению система на рис. 4,а сложней систем с простой линейной обратной связью, однако при использовании процессоров сигналов, разработанных для техники связи, реализация ее оказывается вполне приемлемой.

Важным этапом разработки системного регулятора РЕГ является получение аналитических выражений управляющих функционалов, реализуемых вычислителем ВЧ.

Для наглядности анализа рассматривается базовая система, показанная на рис. 4,а, в которой присутствует одиночная высшая гармоника тока. Для получения управляющих функционалов, обеспечивающих регулирование, не нарушающее устойчивость системы в целом, сигналы i и j попарно дополняются ортогональными к ним функциями v и w соответственно. Получение указанных ортогональных сигналов не вызывает принципиальных трудностей и может реализоваться, например, путем введения в ППФ дополнительного интегрирующего звена.

Таким образом, имеется две пары следующих сигналов:

$$\begin{aligned} i &= I \sin(\theta + \varphi), & j &= J \sin \theta; \\ v &= -I \cos(\theta + \varphi), & w &= -J \cos \theta, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\theta = \omega t$, φ — угол сдвига основной гармоники тока; при этом

$$I = (i^2 + v^2)^{1/2}, \quad J = (j^2 + w^2)^{1/2}. \quad (6)$$

Диаграммы переменных, соответствующих (5) и (6), показаны на рис. 4,б.

Для получения аналитического выражения рассогласования сигналов i и j , и соответственно, сигналов v и w , необходимо провести ряд преобразований, в результате которых получается следующее выражение:

$$\delta\Phi \sim \sin \varphi = \frac{(vj - iw)}{((i^2 + v^2)(j^2 + w^2))^{1/2}}. \quad (7)$$

Выражение (7) определяет управляющий функционал РЕГ для составляющей сигнала задания \bar{e}' , корректирующего фазу тока фильтра:

$$\bar{e}' = K1 \delta\Phi, \quad (8)$$

где $K1$ — коэффициент усиления регулятора по компоненте рассогласования фазы.

Действительно, пусть $\delta\Phi > 0$, т.е. i в фильтре опережает ток j источника искажений. Тогда необходимо «замедлить» фильтр путем внесения до-

полнительного напряжения u_f , противоположного по фазе напряжению на емкости фильтра C_f , и тем самым, увеличивая эквивалентную емкость пассивного LC -фильтра, уменьшить его емкостную расстройку.

По аналогии с (7) можно записать выражение рассогласования сигналов i и j по амплитуде:

$$\delta A = \frac{j(i-j) + w(v-w)}{((i^2 + v^2)(j^2 + w^2))^{1/2}}. \quad (9)$$

Выражение составляющей сигнала задания \bar{e}'' , корректирующего амплитуду тока фильтра, имеет следующий вид:

$$\bar{e}'' = K2 \delta A i, \quad (10)$$

где $K2$ — коэффициент усиления регулятора по компоненте рассогласования амплитуды.

Наличие в составе РЕГ компоненты рассогласования по амплитуде допускает изменение эквивалентной добротности сетевого фильтра, добавляя или вычитая активную составляющую тока. Это свойство позволяет повышать устойчивость резонансного LC -фильтра в динамических режимах, не внося в отличие от используемых для этой цели резисторов существенных дополнительных потерь активной мощности.

Принципиальное значение имеет форма записи выражений (7) и (9), в которой при получении значений рассогласований попарно связаны сигналы, подаваемые от источника искажений и самого сетевого фильтра. В реальных системах при наличии широкого спектра высших гармоник, когда выделение измерительным ППФ требуемой высшей гармоники несомненно будет сопровождаться погрешностями по отдельным каналам ОС, предложенная форма записи позволяет при формировании сигнала задания РЕГ взаимно компенсировать эти погрешности. Этим допускается снижение требований к эффективности ППФ и тем самым повышается устойчивость системы регулирования.

Результаты моделирования работы гибридных фильтров в системе автономного электроснабжения. Расчетная схема модели является схемой замещения САЭ, в которой имеется первичный источник напряжения и нелинейная нагрузка (например в виде управляемого выпрямителя), мощность которой близка к мощности первичного источника. Принятая базовая мощность систем составляет 25 кВ·А, что соответствует сетевому однофазному напряжению 220 В, 50 Гц и сглаженному выпрямленному току нагрузки 120 А. В состав фильтрокомпенсирующего устройства входят двухзвенный LC -фильтр, настроенный в точный резонанс на частоты 150 Гц и 250 Гц а также широкополосный пассивный фильтр гармоник более высоких порядков. Величины параметров пассивных фильтров рассчитаны соглас-

но известным методикам с учетом принятого уровня мощностей и реально достижимой добротности (порядка 10–30).

Методика исследования заключалась в последовательном изучении предельно идеализированных режимов, в качестве которых приняты режимы, характеризующие основные свойства регулятора сетевого фильтра: принцип действия в базовой системе, избирательность и возможность параллельной работы регуляторов, настроенных на разные частоты высших гармоник, а также способность сохранять функции фильтрации в квазистационарных режимах.

Результаты цифрового моделирования системы при компенсации высших гармоник, генерируемых источником тока трапециевидной формы в стационарном режиме, показаны на рис. 5. При этом значение коэффициента гармоник тока источника искажений составило 35,9%, применение двух пассивных резонансных фильтров на основе LC -цепей и широкополосного фильтра на основе LCR -цепи снижает этот коэффициент тока лишь до 28,0% (рис. 5, а), а при включении в состав обеих резонансных цепочек активных элементов (т. е. переходя от LC -цепей к LCU -цепям с такими же параметрами пассивных элементов), несинусоидальность тока снижается до значения 3,9% (рис. 5, б).

Проведенные исследования модели в квазистационарных режимах показали, что регуляторы сетевых фильтров эффективно демпфируют возмущения в системе, вызванные амплитудной или частотной (фазовой) модуляциями искажающего тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зиновьев Г.С. Вентильные компенсаторы реактивной мощности, мощности искажений и мощности несимметрии на базе инвертора напряжения. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Ч. 2. Киев: Наукова думка, 1975.
2. Gyugyi L., Stryculla E.C. Active AC power filters. — IEEE / IAS, Annu. Meet., 1976, Conf. Rec.
3. Stacey E.J., Stryculla E.C. Hybrid power filters. — IEEE / IAS, Annu. Meet., 1977.
4. Kawahira H., et al. Active power filter. — Proc. IEE / IPES, Tokyo, 1983.
5. Комадуки К., Имура Т. Активные фильтры для подавления высших гармоник, постоянные на основе статического преобразователя. Фудзи дзихо, 1984, т. 57, № 10.
6. Komatsugi K., Imura T. Harmonic current compensator composed of static power converter. — IEEE / PESC, 1986, Conf. Rec.
7. Peng F.Z., Akagi H., Nabae A. A new approach to harmonic compensation in power system. — IEEE / IAS, 23-th Annu. Meet., Pittsburgh, Oct. 1988.
8. Kawaguchi I., Ikeda H., Koga S. Suppression of harmonics resonance using active filter in cycloconverter system. — IPEC'90, Int. Power Electronics Conf., Conf. Rec., Tokyo, 1990.
9. Ogihara Y., Tokudo N., Oshima M., et al. Active AC harmonic filter. — Nissin Elec. Rev., 1991, vol. 36, No. 4.
10. Лабунцов В.А., Чжан Дайжун. Однофазные полупроводниковые компенсаторы пассивной составляющей мгновенной мощности. — Электричество, № 12, 1993.
11. Мустафа Г.М., Ковалев Ф.И. Сравнительный анализ трех способов управления импульсными следящими инверторами. — Электричество, 1989, № 2.
12. Мустафа Г.М. Построение автономных устройств

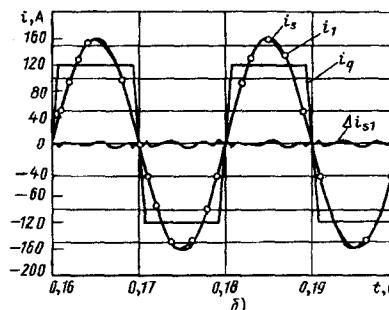
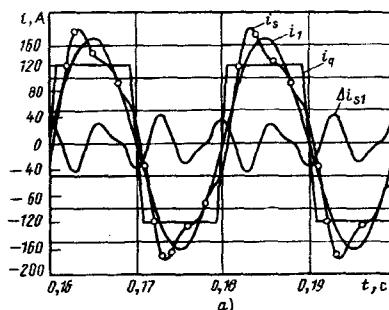


Рис. 5. Диаграммы токов (i_g — ток источника искажений; i_s — сетевой ток; i_1 — основная гармоника сетевого тока; Δi_{s1} — отклонение сетевого тока от основной гармоники): а — в системе электроснабжения, содержащей только пассивные фильтры (LC -цепи); б — в системе электроснабжения, содержащей гибридные фильтры (LCU -цепи)

управления импульсно-модуляционными преобразователями на основе одношагового условного прогноза. — Электричество, 1989, № 5.

13. Статические агрегаты бесперебойного питания / Под ред. Ф.И. Ковалева. — М.: Энергоатомиздат, 1992.

14. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. — М.: Энергия, 1978.

15. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентильных преобразователей. — Новосибирск: Изд-во Новосибирск. гос. ун-та, 1990.

[23.01.95]

Авторы: Мустафа Георгий Маркович в 1965 г. окончил факультет электромашиностроения Харьковского политехнического института. В 1973 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Моделирование вентильных преобразователей» в Московском энергетическом институте (МЭИ). Начальник отдела Всероссийского электротехнического института (ВЭИ).

Кутейникова Алла Юрьевна окончила в 1983 г. Московский институт инженеров транспорта и аспирантуру ВЭИ в 1991 г. Научный сотрудник ВЭИ.

Розанов Юрий Константинович окончил электромеханический факультет МЭИ в 1962 г. В 1986 г. в МЭИ защитил докторскую диссертацию на тему «Вторичные источники питания автономных систем электроснабжения». Заведующий кафедрой «Электрические и электронные аппараты» МЭИ.

Иванов Игорь Викторович в 1986 г. окончил электромеханический факультет МЭИ. В 1993 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию на тему «Регуляторы качества электроэнергии на основе активных фильтров». Ассистент кафедры «Электрические и электронные аппараты» МЭИ.

Способ измерения больших постоянных токов

ЗЫКИН Ф.А., КАЗАКОВ М.К.

В статье излагается новый способ измерения больших постоянных токов. Анализируются методические погрешности устройств, построенных на этом принципе. Приводится сравнение устройства с лучшими зарубежными аналогами. Например, при достижении тех же метрологических характеристик, затраты на материалы и потребляемая мощность описанных устройств значительно ниже, чем у аналогов.

Ключевые слова: бесконтактные измерения, большие постоянные токи, преобразователь, методические погрешности

Постоянные токи в диапазоне от 50 до 300 кА используются в технологических целях на заводах металлургической и химической промышленности. При электроснабжении многих нагрузок, например электролизеров на алюминиевых заводах, к точности измерения больших постоянных токов предъявляются высокие требования из-за того, что нестабильность тока по величине отрицательно влияет на технологический процесс выделения алюминия из глинозема.

В то же время проблема измерения больших постоянных токов с погрешностью, не превышающей 0,5% и ниже, в нашей стране не разрешена. Наиболее совершенные установки для измерения больших постоянных токов выпускаются фирмами «Халмар Электроникс» (США) и «Сименс» (Германия).

Указанные устройства компенсационного типа содержат ферромагнитный сердечник, охватывающий пакет шин с измеряемым током, в зазорах между секциями которого расположены датчики Холла. Работа устройств основана на следующем принципе.

Секции компенсационной обмотки, расположенные на магнитопроводе, питают от усилителей, на вход подаются ЭДС Холла. Суммарные намагничивающие силы компенсационных обмоток при полной компенсации магнитных потоков равны измеряемому току [2, с. 55–56]. Таким образом, суммарный ток компенсационных обмоток является общим выходным сигналом устройств. Погрешности измерения указанных измерительных преобразователей не превышают 0,5%.

Описанные устройства громоздки и требуют большого расхода материалов (стали, меди) при их изготовлении, а также потребляют большое количество электроэнергии, что связано с необходимостью компенсации всей МДС сердечника, создаваемой измеряемым током. Кроме этого, стоимость этих устройств на мировом рынке довольно высока. Например, установка 78FM, рас-

A new method for measurement of high direct currents is proposed. Methodical errors of devices constructed on the basis of this method are analysed. It is shown that upon reaching the same methodical characteristics material and energy consumption is significantly less in comparison with the best foreign analogues.

Key words: without contact measurements, high direct currents, measuring transducer, methodical errors

считанная на номинальный ток 180 кА, имеет массу 615 кг, потребляет мощность 3,6 кВт и стоит 107000 марок ФРГ (данные 1992 г.). Из приведенных технико-экономических показателей следует, что такие устройства в нашей стране не могут получить широкого распространения.

В Ульяновском государственном техническом университете разработан измерительный преобразователь больших постоянных токов (ИПБТ) на новом принципе, обеспечивающий требуемую точность измерения, а по некоторым показателям превосходящий отмеченные выше аналоги.

В отличие от описанных аналогов в разработанном ИПБТ нет общего ферромагнитного сердечника, охватывающего систему шин с измеряемым током, а вместо него используется рама 1 (рис. 1) из неферромагнитного материала, на которой равномерно по всей длине расположены измерительные элементы 2. Рама 1 является замкнутым контуром, охватывающим измеряемый ток системы шин 3. Каждый измерительный элемент представляет собой преобразователь, выходной сигнал которого прямо пропорционален тангенциальной составляющей магнитной индукции (напряженности магнитного поля) в точке своего расположения на раме 1. Суммарный сигнал всех измерительных элементов является общим выходным сигналом уст-

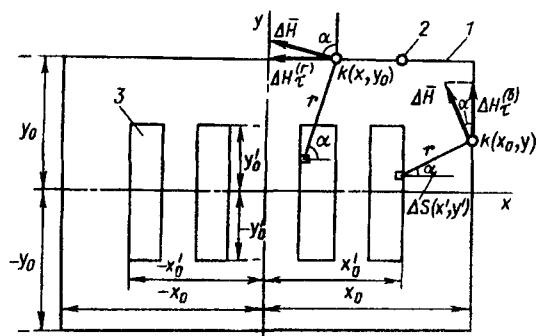


Рис. 1

ройства и приближенно пропорционален измеряемому току. Данное устройство реализует в дискретной форме уравнение закона полного тока:

$$\oint_l H_t dl = I \quad (1)$$

или

$$\frac{\Delta I}{\mu_0 N} \sum_{k=1}^n B_{t_k} \approx I, \quad (2)$$

где H_t — тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля относительно контура интегрирования; l — контур интегрирования, равный длине рамки 1; I — измеряемый ток системы шин 3; B_{t_k} — тангенциальная составляющая магнитной индукции k -го измерительного элемента; n — число измерительных элементов.

Уравнение (2) является приближенным, но с увеличением числа элементов n левая часть этого уравнения приближается к левой части (1), т. е. возможно создание устройства для измерения тока, методическую погрешность которого, обусловленную дискретностью измерений магнитных индукций по длине контура, можно сделать сколь угодно малой путем увеличения числа элементов n . Однако это ведет к усложнению и удорожанию измерительного преобразователя.

Как показали исследования с использованием такого способа можно достичнуть приемлемых результатов при сравнительно малом количестве измерительных элементов, располагая их симметрично относительно начала координат на одинаковом расстоянии друг от друга по длине контура.

Определим коэффициент передачи такого преобразователя с целью анализа методических погрешностей описанного способа. Для этого найдем тангенциальную составляющую напряженности магнитного поля в точке расположения измерительного элемента $k(x, y)$, находящейся на вертикальной стороне контура интегрирования (рис. 1).

Пусть по элементу сечения шин площадью ΔS с координатами (x, y) протекает ток ΔI . Тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля $\Delta H_t^{(b)}$ от элемента тока ΔI определится выражением

$$\Delta H_t^{(b)} = \frac{\Delta I \cos \alpha}{2\pi r}, \quad (3)$$

где $\alpha = \arctg \frac{y - y_0}{x - x_0}$; $r = \sqrt{x_0^2 + y_0^2}$; $\Delta I = \frac{I}{N}$; N — число элементарных площадок ΔS , на которые разбивается все сечение пакета шин.

Тангенциальная составляющая магнитной индукции в точке $k(x, y)$ определяется из уравнения

$$B_t^{(b)} = \frac{\mu_0 \Delta I}{2\pi} \sum_{x'=-x_0}^{x'=x_0} \sum_{y'=-y_0}^{y'=y_0} \frac{\cos^2 \alpha}{x'_0 - x'}, \quad (4)$$

Тангенциальная составляющая магнитной индукции на горизонтальных сторонах рамы для точки $k(x, y)$ определится выражением

$$B_t^{(r)} = \frac{\mu_0 \Delta I}{2\pi} \sum_{x'=-x_0}^{x'=x_0} \sum_{y'=-y_0}^{y'=y_0} \frac{\sin^2 \alpha}{y'_0 - y'}, \quad (5)$$

Коэффициент преобразования определится из уравнения

$$K = \sum_{k=1}^n B_{t_k(k)} / I = \frac{\mu_0}{2\pi N} \times \\ \times \sum_{k=1}^n \left[\sigma(x) \sum_{x'=-x_0}^{x'=x_0} \sum_{y'=-y_0}^{y'=y_0} \frac{\cos^2 \alpha}{x'_0 - x'} + \sigma(y) \sum_{x'=-x_0}^{x'=x_0} \sum_{y'=-y_0}^{y'=y_0} \frac{\sin^2 \alpha}{y'_0 - y'} \right]_k, \quad (6)$$

где n — число всех измерительных элементов, расположенных на горизонтальных и вертикальных сторонах рамы;

$\sigma(x) = 1$ при $x = x_0$; $\sigma(x) = -1$ при $x = -x_0$;

$\sigma(x) = 0$ при $|x| \neq x_0$;

$\sigma(y) = 1$ при $y = y_0$; $\sigma(y) = -1$ при $y = -y_0$;

$\sigma(y) = 0$ при $|y| \neq y_0$.

Поскольку магнитные индукции во всех точках поля пропорциональны току, то на линейность функции выходного сигнала устройства от значения измеряемого тока не влияет ни число измерительных элементов, ни неравномерность их распределения по длине контура. При ограниченном числе измерительных элементов возникают дополнительные погрешности в случае несимметричного расположения относительно системы шин с измеряемым током — погрешности смещения.

Относительные погрешности смещения определяются из отношения

$$\delta_{cm} = \frac{K - K_0}{K_0} \cdot 100\%, \quad (7)$$

где K — коэффициент преобразования устройства при смещении рамы относительно шин; K_0 — коэффициент преобразования при симметричном расположении рамы относительно шин.

Использование дискретной формы закона полного тока (2) при построении измерительного устройства приводит к появлению аддитивных погрешностей в случае наличия вне контура интегрирования мощных источников посторонних магнитных полей, находящихся вблизи измерительной установки. Но следует отметить, что если источником такого магнитного поля является измеряемый ток обратного шинопровода, то в этом

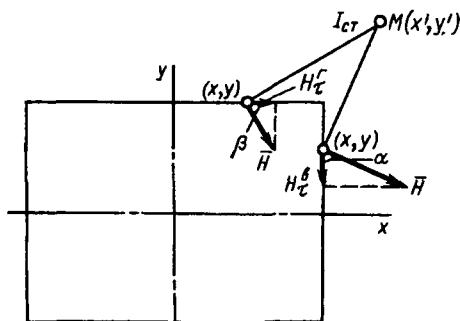


Рис. 2

случае погрешности будут мультипликативными. Оценим эти погрешности.

Допустим, что внешнее магнитное поле создается сосредоточенным линейным током I_{ct} , находящимся в точке $M(x', y')$ (рис. 2).

Тангенциальные составляющие напряженности магнитного поля в точках, расположенных на вертикальных отрезках контура интегрирования, определяются выражением

$$H_t^B = \frac{I_{ct} \cos^2 \alpha}{2\pi (x' - x)}, \quad (8)$$

где

$$\alpha = \arctg [(y' - y)/(x' - x)]. \quad (9)$$

На горизонтальных отрезках контура эти выражения примут вид

$$H_t^R = \frac{I_{ct} \cos^2 \beta}{2\pi (y' - y)}, \quad (10)$$

где

$$\beta = \arctg [(x' - x)/(y' - y)]. \quad (11)$$

Погрешность, вызываемая сторонним током I_{ct} , определяется выражением

$$\delta_{ct} = \pm \frac{\mu_0}{2\pi} \sum_{k=1}^n \left[\sigma(x) \frac{\cos^2 \alpha}{x' - x} + \sigma(y) \frac{\cos^2 \beta}{y' - y} \right] \frac{1}{K_0} \frac{I_{ct}}{I} 100\%. \quad (12)$$

Следует отметить, что при выводе выражения (6) для коэффициента преобразования предполагалось, что шинопровод с измеряемым током прямолинеен и имеет бесконечную длину. Поэтому, если такое устройство расположить вблизи изгиба шин, то возникает дополнительная мультипликативная погрешность — погрешность изгиба. Эту погрешность можно определить по дополнительному воздействию на измерительное устройство тока, протекающего по шинопроводу MAC . Этот ток равен измеряемому току I , но имеет противоположное направление на отрезке AC (рис. 3, а).

Поскольку изгиб шинопровода находится обычно на значительном расстоянии от изме-

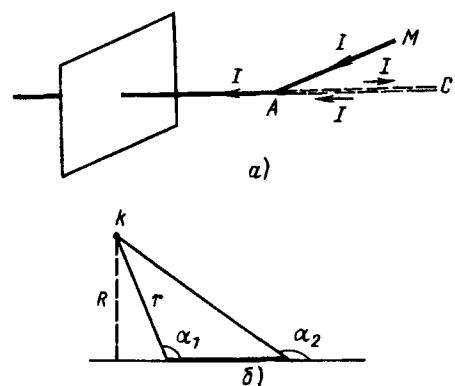


Рис. 3

рительного устройства, то расчет погрешности можно произвести считая ток сосредоточенным на осевой линии шинопровода или на осях каждой шины, а в случае близости изгиба шин к преобразователю — на оси каждого элемента тока. Для расчета погрешностей изгиба воспользуемся примером использования закона Био—Савара—Лапласа для расчета магнитной индукции отрезка AC бесконечно тонкого проводника с током I на расстоянии r в точке k (рис. 3, б). В этом случае вектор магнитной индукции перпендикулярен плоскости чертежа и направлен к наблюдателю. Из закона Био—Савара—Лапласа следует:

$$\Delta B = \frac{\mu_0 I}{4\pi R} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2). \quad (13)$$

При устремлении точки C в бесконечность выражение (13) принимает вид

$$\Delta B = \frac{\mu_0 I}{4\pi R} (1 + \cos \alpha_1). \quad (14)$$

Определим погрешность изгиба при угле поворота шины на 90° . Для этого найдем изменение коэффициента преобразования из-за влияния тока шинопровода MAC (рис. 4). При этом полагаем, что плоскость рамы с измерительными элемен-

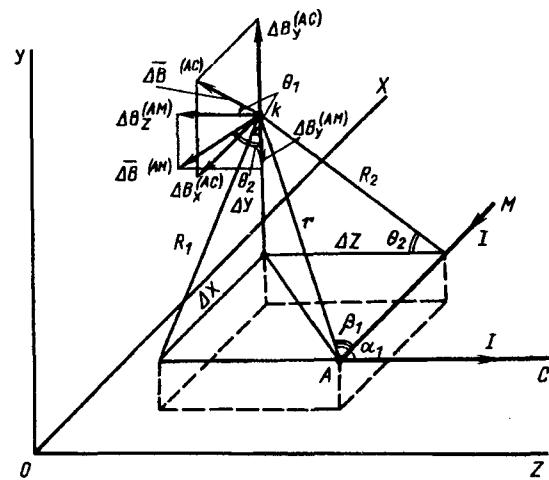


Рис. 4

тами располагается параллельно плоскости xy .

В соответствии с (14) в k -м измерительном элементе проекции магнитной индукции на оси x и y от тока I отрезка AC определяются уравнениями

$$\Delta B_x^{(AC)} = -\frac{\mu_0 I \cos \theta_1}{4\pi R_1} (1 + \cos \alpha_1); \quad (15)$$

$$\Delta B_y^{(AC)} = \frac{\mu_0 I \sin \theta_1}{4\pi R_1} (1 + \cos \alpha_1). \quad (16)$$

От тока I отрезка шин AM проекции магнитной индукции на оси координат равны

$$\left. \begin{aligned} \Delta B_y^{(AM)} &= -\frac{\mu_0 I \cos \theta_2}{4\pi R_2} (1 + \cos \beta_1); \\ \Delta B_x^{(AM)} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Суммируя магнитные индукции в точках расположения всех измерительных элементов и выражая тригонометрические функции через координаты точек k и A , получаем абсолютную погрешность коэффициента преобразования:

$$\Delta K = \sum_{k=1}^n \Delta B_{r(k)} / I = \frac{\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^n \left\{ \sigma(y) \frac{\Delta y}{\Delta x^2 + \Delta y^2} \left(\frac{\Delta z}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2}} - 1 \right) + \right. \\ \left. + \sigma(x) \left[\frac{\Delta x}{\Delta x^2 + \Delta y^2} \left(1 + \frac{\Delta z}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2}} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{\Delta z}{\Delta y^2 + \Delta z^2} \left(1 + \frac{\Delta x}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2}} \right) \right] \right\}_k, \quad (18)$$

где $\Delta x = x_k - x_A$; $\Delta y = y_k - y_A$; $\Delta z = z_k - z_A$.

Относительная погрешность, обусловленная изгибом шин на угол 90° вблизи рамы с измерительным элементом, определится отношением

$$\delta_{iz} = \frac{\Delta K}{K_0} 100\%.$$

По описанным алгоритмам разработаны программы и рассчитаны методические погрешности описанного способа измерения номинальных токов 50–300 кА с интервалами в 25–50 кА. При этом определились примерные размеры рам и количество датчиков с учетом того, чтобы погрешности не превышали 0,2%.

Для примера приведем параметры рамы с измерительными элементами на пакет, состоящий из 7 шин с общим сечением $7 \times [0,070 \times 0,510] \text{ м}^2$. Пакет рассчитан на номинальный ток 175 кА. Размер рамы $1,6 \times 2,0$ м, количество измерительных элементов 18.

Значения погрешностей:

$\delta_{cm} < 0,02\%$ при смещении рамы в любую сторону на 10 см;

$\delta_{ct} < 0,05\%$ при наличии стороннего тока 175 кА на расстоянии 3 м от рамы с изме-

рительными элементами;

$\delta_{iz} = 0,003\%$ при установке преобразователя на расстоянии 3 м от изгиба шин и $\delta_{iz} = 0,0012\%$ при расстоянии 4 м.

Методические погрешности настолько малы, что возможно уменьшение числа измерительных элементов.

В лаборатории института были изготовлены два действующих макета измерительных преобразователей на номинальный ток 150 кА с размером рамы $1,0 \times 2,0$ м и числом измерительных элементов, равным десяти. Эти преобразователи отличались друг от друга принципом действия измерительных элементов. Макеты были изготовлены в метрологической лаборатории Братского алюминиевого завода. Испытания дали положительные результаты. Основные погрешности преобразователей первого варианта не превышали 0,2%, второго — 0,5% в диапазоне от 20 до 150 кА. Опыт показал также, что погрешности при смещении рамы на 20 см относительно шин пренебрежимо малы, что совпадает с результатами расчета. Следует отметить, что указанные погрешности включают в себя не только методические погрешности, описанные выше, но и инструментальные погрешности измерительных элементов.

Общая масса рамы с измерительными элементами составляет 30 кг, потребляемая мощность 300 Вт. Эти показатели значительно превосходят аналогичные данные измерителей зарубежных фирм.

Ульяновское АО «Высокоточная аппаратура» провело конструкторскую разработку, изготовило два промышленных образца и в 1994 г. внедрило их на Волгоградском и Каменск-Уральском алюминиевых заводах. Испытания показали, что погрешности внедренных установок не превышают 0,2%.

Выводы. 1. Во многих случаях при использовании больших постоянных токов в технологических процессах на металлургических и химических заводах предъявляются высокие требования к точности их измерения. Существующие установки не удовлетворяют таким требованиям, или при увеличении токов свыше 50 кА получаются громоздкими и требующими большого расхода материалов при изготовлении, а следовательно, имеют высокую стоимость; кроме этого, потребляют большое количество энергии при эксплуатации.

Предлагаемый способ отличается от зарубежных аналогов тем, что в нем исключается общий ферромагнитный сердечник, охватывающий систему шин, а информация о значении тока снимается с измерительных элементов, которые располагаются вокруг шин с измеряемым током на неферромагнитной раме.

2. Установки для измерения таких больших токов могут быть стационарными и уникальными. Это позволяет на стадии разработки и изготовления учесть конструкцию токоведущих шин, конфигурацию электрической сети при выборе размеров рамы и числа измерительных элементов, задавшись необходимой погрешностью. Если при расчете по приведенной в статье методике погрешности оказываются больше заданных, следует увеличить число измерительных элементов.

3. Предлагаемый способ позволяет существенно снизить расход материалов и потребляемую мощность по сравнению с аналогичными показателями вышеупомянутых известных преобразователей. Так, масса разработанного на его основе макета устройства для измерения тока 150–200 кА составила 30 кг (вместо 615 кг) при потреблении мощности 300 Вт (вместо 3,6 кВт).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Разин Г.И. Бесконтактное измерение электрических токов. — М.: Атомиздат, 1974.
2. Спектор С.А. Измерения больших постоянных токов. — Л.: Энергия, 1978.

3. А.с. 17813364 (СССР). Измерительный преобразователь больших постоянных токов пакета шин. / Зыкин Ф.А., Казаков М.К., Чистякова Т.С., Дивеев А.И.

/06.06.94/

Авторы: Зыкин Федор Андреевич окончил в 1949 г. электромеханический факультет Ленинградского политехнического института. В 1990 г. в Московском энергетическом институте (МЭИ) защитил докторскую диссертацию на тему «Новые методы измерения мощности и энергии в энергетических системах с искажающими нагрузками». Профессор кафедры «Теоретические основы электротехники и общая электротехника» Ульяновского государственного технического университета.

Казаков Михаил Константинович окончил энергетический факультет Ульяновского политехнического института в 1981 г. В 1991 г. защитил в МЭИ кандидатскую диссертацию по теме «Измерительные преобразователи высоких напряжений». Доцент Ульяновского государственного технического университета.

Синтез стохастически оптимальных регуляторов в исполнительных приводах сбалансированных манипуляторов

ШУМИЛОВ В.Ф., ШУМИЛОВА Н.И.

Рассматриваются статические и динамические характеристики трех систем привода с корректирующими обратными связями: по ускорению исполнительного органа; по упругому моменту; по разности угловых скоростей. Показано, что к высококачественным системам электропривода, обеспечивающим многократное уменьшение дисперсии выходной координаты, не должны предъявляться жесткие требования по быстродействию.

Ключевые слова: электропривод, статика, динамика, быстродействие, дисперсия, расчет

The paper considers static and dynamic characteristics of three driving regulation systems with corrective feedbacks by the acceleration of executive organ by the elastic moment and the difference of angular velocities. It is shown that it is not necessary to make stiff demands of quick operation in high-quality electrical drive system, providing multiple reduction of a dispersion of the output co-ordinate.

Key words: electrical drive, static, dynamic, quick operation, dispersion, calculation

Известно, что целенаправленное использование возможностей компьютерной техники открывает широкие возможности для моделирования различных элементов электроприводов [1, 2].

Здесь рассматривается моделирование на программируемом микрокалькуляторе электроприво-

дов сбалансированных манипуляторов по принципу «стохастического оптимума» [3,4] для трех схем привода с корректирующими обратными связями: A — по ускорению исполнительного органа; B — по упругому моменту; C — по разности скоростей. С точки зрения перспектив

развития отечественного электропривода [2] полученные в работе рекомендации носят общий характер и представляют определенный интерес.

Качество исполнительного привода сбалансированного манипулятора во многом определяет функциональные возможности самого манипулятора, удобство его эксплуатации и надежность. Рычажная конструкция исполнительного устройства в виде пантографа, обладающая рядом достоинств, имеет сравнительно высокую податливость на изгиб и при действии различных возмущающих воздействий подвержена возникновению упругих механических колебаний. Упругие колебания рабочего органа манипулятора вызывают неудобства в его управлении, затрудняя установку изделия в нужной позиции. Применение различных механических демпферных устройств или повышение жесткости механической передачи значительно усложняет конструкцию манипулятора, увеличивает размеры и массу его механической части. Поэтому задача уменьшения отрицательного влияния упругости механической передачи должна также решаться и с помощью электропривода.

Электромеханическую систему манипулятора представим в виде двухмассовой линейной модели [5, 6]. Что касается наличия зазоров, люфтов в сочленениях механизма, сил трения, скручивания валов и т. д., то они находят свое отражение в осцилограммах записи выходных координат электропривода и в ее аппроксимированной корреляционной функции (общего вида):

$$K(\tau) = e^{-\alpha_1 \tau} (D_1 \cos \beta_1 \tau + B_1 \sin \beta_1 \tau),$$

где α_1 — коэффициент затухания корреляции; β_1 — несущая частота; D_1 — дисперсия; B_1 — параметр.

Будем полагать, что все элементы схемы приведены к вращательному движению вала двигателя; механическое демпфирование отсутствует и электромеханическая система демпфируется только электрическими средствами, что является наиболее тяжелым случаем. В качестве исполнительного двигателя в электроприводе используется высокомоментный двигатель, управляемый широтно-импульсным преобразователем с достаточно высокой частотой коммутации ($f_k=3-20$ кГц). Будем считать, что малой постоянной времени быстродействующего токового контура можно пренебречь, в приводе используется пропорциональный регулятор скорости. Тогда дифференциальные уравнения, связывающие управляющее воздействие u (коэффициент регулирования напряжения, равный относительной длительности включения тиристорного ключа) с выходными параметрами: x — отклонением углового

ускорения исполнительного органа привода (задача A); y — отклонением упругого момента (задача B); z — отклонением разности угловых скоростей (задача C), имеют вид:

для задачи A

$$A(p)x = B_1(p)u - c_{12}pM_c; \quad (1)$$

для задачи B

$$A(p)y = B_2(p)u - c_{12}J_2pM_c; \quad (2)$$

для задачи C

$$A(p)z = B_3(p)u - J_2p^2M_c, \quad (3)$$

где приняты обозначения:

$$A(p) = R_3c^2(T_3p + 1)(J_2p^2 + c_{12}) + \\ + p[J_1J_2p^2 + c_{12}(J_1 + J_2)]; \quad (4)$$

$$B_1(p) = c_{12}UR_3c(T_3p + 1)p; \quad (5)$$

$$B_2(p) = c_{12}UR_3cJ_2(T_3p + 1)p; \quad (6)$$

$$B_3(p) = UR_3cJ_2(T_3p + 1)p^2. \quad (7)$$

В (1)–(7) обозначены: R_3 — эквивалентное активное сопротивление якорной цепи; c — коэффициент ЭДС и момента двигателя; T_3 — электромагнитная постоянная времени якорной цепи; J_1, J_2 — моменты инерции вращающихся масс, приведенные к валу двигателя; c_{12} — жесткость упругой связи; p — оператор дифференцирования; M_c — статический момент сопротивления; $x=p\Delta\omega_2$; $z=\Delta(\omega_1-\omega_2)$; ω_1 — угловая скорость вала двигателя; ω_2 — угловая скорость исполнительного вала.

При работе в реальных условиях двигатель подвергается действию множества случайных факторов: переменного момента сопротивления, зависящего, например, от шероховатости и неоднородности обрабатываемого материала; колебания фундамента (корпуса) станка; колебания энергетических параметров источника питания и т. д. Действие таких возмущающих сил, не зависящих от нашего сознания, всегда отражаются на реальных выходных параметрах станка (x, y, z). Поэтому, обозначая возмущающие силы для задачи A через $\varphi(t)$, для B — $\psi(t)$, для C — $\chi(t)$, уравнения (1)–(3) запишем соответственно в виде:

$$A(p)x = B_1(p)u + \varphi(t); \quad (8)$$

$$A(p)y = B_2(p)u + \psi(t); \quad (9)$$

$$A(p)z = B_3(p)u + \chi(t). \quad (10)$$

Спектральные плотности отклонений выходных параметров x, y, z , относящиеся к классу функци-

ций [7],

$$S(\omega^2) = \frac{2}{\pi} \frac{(\alpha^2 + \beta^2)(D\alpha + B\beta) + (D\alpha - B\beta)\omega^2}{(\alpha^2 + \beta^2)^2 + 2(\alpha^2 - \beta^2)\omega^2 + \omega^4},$$

рассчитанные для двигателя 2ПБВ 100М на основании исследований корреляционной функции (рис. 1) реализации $\Delta\omega_2$ [8], приведены на рис. 2. Основной составляющей возмущающей силы является отклонение момента сопротивления. Поэтому из уравнений (1), (2) следует, что в первом приближении спектральные плотности выходных параметров x, y отличаются масштабным коэффициентом.

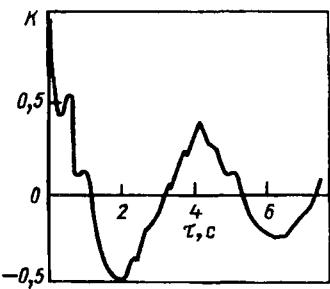


Рис. 1. Нормированная корреляционная функция колебания частоты вращения двигателя

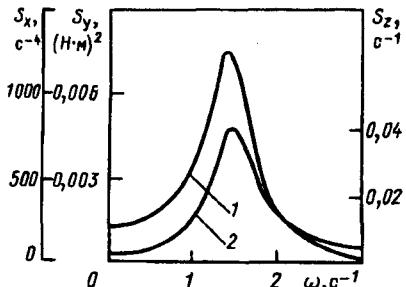


Рис. 2. Спектральные плотности отклонений: 1 — ускорения исполнительного механизма (x) (упругого момента — y); 2 — разности скоростей (z)

Минимизация дисперсии выходных параметров (x, y, z) для уравнений (8)–(10) выполняется по единой методике. Так, для задачи A оптимальное управляющее воздействие, минимизирующее функционал [3],

$$J = m^2 D(x) + D(u),$$

где $D(x)$ — дисперсия выходной координаты; $D(u)$ — дисперсия управляющего воздействия; m^2 — множитель Лагранжа, имеет вид [9]

$$u = \frac{W_1(p)}{W_2(p)} x, \quad (11)$$

где

$$W_1(p) \equiv - \sum_{i=0}^4 q_i p^i = A(p) [L_0 + L_-]^*;$$

$$W_2(p) = \sum_{i=0}^4 r_i p^i = B_1(p) [L_0 + L_-]^* + F_{\varphi x}(p) G(p);$$

$F_{\varphi x}(p) = \varphi_1 p + \varphi_0$ — полином Гурвица числителя спектральной плотности $S_{\varphi x}(s^2)$; $G(p)$ — полином Гурвица, удовлетворяющий условию

$$G(p) G(-p) = A(p) A(-p) + m^2 B_1(p) B_1(-p);$$

$[L_0 + L_-]^*$ — полином, определяемый в результате разложения дробно-рациональной функции на правильные дроби.

Если $m^2 = 3 \cdot 10^{-4}$, то для двигателя 2ПБВ 100М численные значения параметров q_i, p_i ($i=0 \div 4$) равны:

$$\begin{aligned} q_4 &= 3,42 \cdot 10^{-6}; \quad q_3 = 2,73 \cdot 10^{-5}; \quad q_2 = 0,427; \quad q_1 = \\ &= 3,14; \quad q_0 = 5,13; \quad r_4 = 3,79 \cdot 10^{-3}; \quad r_3 = 1,45; \quad r_2 = 141,31; \\ &r_1 = 130,48; \quad r_0 = 303,48. \end{aligned}$$

Так как площадь под кривой спектральной плотности (рис. 3) соответствует дисперсии, то оптимальное управляющее воздействие (11) обеспечивает $D(x) = 64,4 \text{ c}^{-2}$, пропорциональное регулирование — $D(x) = 619,2 \text{ c}^{-2}$, система без обратной связи — $D(x) = 1250 \text{ c}^{-2}$. Следовательно, коэффициент эффективности оптимального управляющего воздействия — 20-кратный при дисперсии $D(u) = 0,023$, пропорционального — 2-кратный по отношению к системе без регулирования. Эффективность пропорционального регулирования ограничивается тем, что предельный коэффициент усиления $k_u = -0,002$. При дальнейшем увеличении k_u замкнутая система теряет устойчивость.

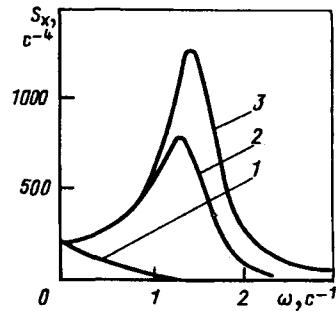


Рис. 3. Спектральные плотности отклонения ускорения замкнутой системы: 1 — оптимальное регулирующее воздействие; 2 — пропорциональный закон регулирования; 3 — замкнутая система регулирования

Оптимальное управляющее воздействие (11) обеспечивает также 20-кратное уменьшение отклонения упругого момента, что объясняется тем, что полиномы $B_1(p), B_2(p)$ и возмущающие воздействия $\varphi(t), \psi(t)$ отличаются постоянным множителем J_2 .

Так как в задаче C полином $B_3(p)$ не содержит составляющих ниже второй степени, существенно влияющих на дисперсию замкнутой системы, то

путем подавления только высокочастотных составляющих в спектре возмущающего воздействия невозможно добиться эффективности такой системы. Исследования подтвердили, что дисперсию z удается уменьшить лишь на 0,02%.

Рассмотрим влияние оптимального управляемого воздействия на переходный процесс. С учетом (8), (11) дифференциальное уравнение переходного процесса для задачи A имеет вид

$$L(p)x \equiv F_{\varphi x}^{(1)}(p)A^{(1)}(p)G^{(1)}(p)x = 0, \quad (12)$$

где $F_{\varphi x}^{(1)}(p) = F_{\varphi x}(p)/\varphi_1$; $A^{(1)}(p) = A(p)/a_3$; $G^{(1)}(p) = G(p)/g_3$.

Так как все корни характеристического уравнения $L(\lambda)=0$ имеют отрицательные действительные части, то общее решение уравнения (12) стремится к нулю при $t \rightarrow +\infty$, что физически соответствует переходному процессу при скачке нагрузки. В частности, к рассматриваемому случаю относится и переходный процесс при начальных данных:

$$\begin{aligned} x(0) &= x_0, \quad (x_0 = x_{\text{уст}}/5); \\ x'(0) &= 0; \\ x''(0) &= 0; \\ \dots &\dots \\ x^{(6)}(0) &= 0. \end{aligned}$$

Если выполнить замену переменной

$$v = x_0 - x \quad (13)$$

и ввести обозначения

$$\begin{aligned} a_0^{(1)} &= a_0/a_3; \quad g_0^{(1)} = g_0/g_3; \quad \varphi_0^{(1)} = \varphi_0/\varphi_1; \\ M &= a_0^{(1)}g_0^{(1)}x_0, \end{aligned}$$

то v будет решением неоднородного дифференциального уравнения

$$F_{\varphi x}^{(1)}(p)A^{(1)}(p)G^{(1)}(p)v = M \quad (14)$$

с нулевыми начальными данными.

Решение (14) имеет вид

$$v(t) = \sum_{i=1}^5 C_i e^{\lambda_i t} + e^{-\frac{\delta}{2}t} (Q \sin \omega t + R \cos \omega t) + x_0,$$

где

$$C_i = \frac{M}{L'(\lambda_i)}; \quad \omega = \sqrt{\gamma - \left(\frac{\delta}{2}\right)^2}; \quad R = -\sum_{i=1}^5 C_i - x_0;$$

$$Q = \frac{2T - R\delta}{2\omega}; \quad T = \gamma \sum_{i=1}^5 \left(\frac{C_i + x_0}{\lambda_i} \right) - x_0 \delta;$$

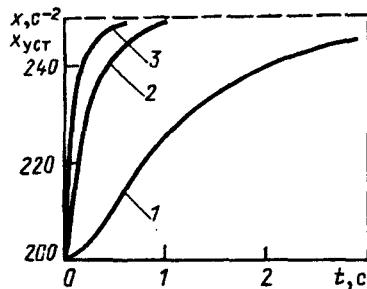


Рис. 4. Кривые переходного процесса: 1 — оптимальное регулирующее воздействие; 2 — пропорциональный закон регулирования; 3 — разомкнутая система регулирования

$$\delta = -2m; \quad \gamma = m^2 + n^2; \quad \lambda_i \quad (i=1 \div 5); \quad (m \pm jn) — \text{корни характеристического уравнения } L(\lambda)=0.$$

Аналогично определяется переходный процесс при пропорциональном законе регулирования и для системы без обратной связи. Результаты численного расчета на программированном микрокалькуляторе переходного процесса для вышеуказанного двигателя с учетом преобразования вида (13) представлены на рис. 4.

Таким образом, приведенные исследования представляют не только теоретический, но и практический интерес, поскольку обосновывают методику расчета параметров регуляторов по результатам экспериментальных исследований. Эти исследования включают в себя следующие, представляющие самостоятельный интерес, этапы: снятие осциллограмм отклонений выходных параметров; вычисление корреляционной функции на ЭВМ; определение параметров аппроксимирующей корреляционной функции вида

$$K(\tau) = e^{-\alpha_1 \tau} (D_1 \cos \beta_1 \tau + B_1 \sin \beta_1 \tau).$$

Параметры $D_1, B_1, \alpha_1, \beta_1$ определяются методами [10—12]. Влияние разброса параметров корреляционной функции на замкнутую систему отражено, например, в [13].

Вторая часть эксперимента включает исследования с оптимальным регулирующим воздействием, определенным на основании первого этапа эксперимента. К ним относятся: исследования по переходному режиму [14] (задача управления); подтверждение возможности уменьшения дисперсии выходного параметра (задача регулирования — качество системы).

Анализ кривых, приведенных на рис. 3 и 4, подтверждает тот факт, что в теории автоматического регулирования уменьшение дисперсии отклонения выходной координаты электромеханических систем достигается при увеличении времени переходного процесса. Этот вывод не распространяется на задачи управления, где критерием качества может являться переходный процесс.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ильинский Н.Ф. Прикладные компьютерные программы для массового электропривода. — Электротехника, 1994, № 7.
 2. Юньков М.Г., Изосимов Д.Б., Москаленко В.В., Остриров В.Н. Состояние и перспективы развития регулируемых электроприводов. — Электротехника, 1994, № 7.
 3. Петров Ю.П. Вариационные методы теории оптимального управления. — М.-Л.: Энергия, 1977.
 4. Шумилов В.Ф., Никитин Б.К., Шумилова Н.И. Принцип стохастического оптимума в автоматизированном электроприводе. — Электричество, 1992, № 1.
 5. Сбалансированные манипуляторы / И.Л. Владов, В.Н. Данилевский, П.Б. Ионов и др. Под ред. П.Н. Белянина. — М.: Машиностроение, 1988.
 6. Михайлов О.П. Автоматизированный электропривод станков и промышленных роботов. — М.: Машиностроение, 1990.
 7. Шумилов В.Ф. Корреляционные функции и спектральные плотности случайных нагрузок промышленных установок. — Электричество, 1988, № 3.
 8. Михайлов О.П., Лебединский В.П. Параметрические возмущения в двигателях постоянного тока привода подач станков. — Электротехника, 1983, № 12.
 9. Шумилов В.Ф., Шумилова Н.И. Синтез оптимального частотно-регулируемого асинхронного электропривода. — Электротехника, 1985, № 1.
 10. Шумилов В.Ф. Методика расчета параметров аппроксимирующих корреляционных функций. — Метрология, 1991, № 10.
 11. Шумилов В.Ф., Шумилов В.В. Корреляционный анализ сигналов координатно-чувствительных датчиков. — Измерительная техника, 1992, № 12.
 12. Шумилов В.Ф. Определение параметров аппроксимирующих закономерно изменяющихся корреляционных функций методом наименьших модулей — Метрология, 1994, № 9.
 13. Шумилов В.Ф., Шумилова Н.И. Повышение качества компенсации реактивной мощности в фильтрокомпенсирующих устройствах. — Промышленная энергетика, 1991, № 12.
 14. Шумилов В.Ф. Обеспечение монотонных переходных процессов в электроприводе с заданным быстродействием. — Электричество, 1995, № 2.
- [08.06.95]
- Авторы: Шумилов Валерий Федорович окончил факультет прикладной математики — процессов управления Ленинградского государственного университета (ЛГУ) в 1968 г. В 1979 г. защитил в ЛГУ кандидатскую диссертацию по теме «Алгоритмы оптимальной стабилизации линейных систем». Доцент кафедры высшей математики Муромского филиала Владимирского государственного технического университета (МФ ВГТУ).*
- Шумилова Нина Ивановна окончила факультет электроники и автоматики Мордовского государственного университета в 1971 г. В 1989 г. защитила во Всесоюзном научно-исследовательском институте «Электропривод» кандидатскую диссертацию по теме «Синтез оптимальных регуляторов в системах стабилизации координат электроприводов производственных механизмов». Доцент кафедры электроники и вычислительной техники МФ ВГТУ.*

Быстродействие электропривода при управлении скоростью трехмассового упругого механизма

СОКОЛОВСКИЙ Г.Г., СТАСОВСКИЙ В.М.

Предлагается методика оценки достижимого быстродействия системы управления электроприводом трехмассового упругого объекта, замкнутого по вектору состояния механизма, при ограничениях, накладываемых характером изменения скоростей двигателя и второй массы и наличием малых постоянных времени.

Ключевые слова: электропривод, управление скоростью, быстродействие, исследование

В большинстве случаев, рассматривая электромеханический объект, в котором ротор двигателя и элементы механизма связаны между собой через упругие кинематические звенья, представляют его в виде двухмассовой системы (например, [1–3]). Такое представление, особенно если возможна линеаризация математического описания, удобно для исследования, так как механическая часть системы характеризуется всего

A method is proposed for estimating the attainable speed of response of the control system of an electric drive of a three-mass elastic object under limitation imposed by the pattern of change of motor speeds the second mass and presence of fast time constants.

Key words: electric drive, control of speed, speed of response, investigation

тремя основными параметрами: двумя механическими постоянными времени и постоянной времени жесткости. Но такое описание можно использовать не всегда, поскольку реальная система содержит большее число масс, а, следовательно, характеризуется не одной, а несколькими резонансными частотами. Если эти частоты близки друг к другу, то результаты, полученные при представлении объекта в виде двухмассовой струк-

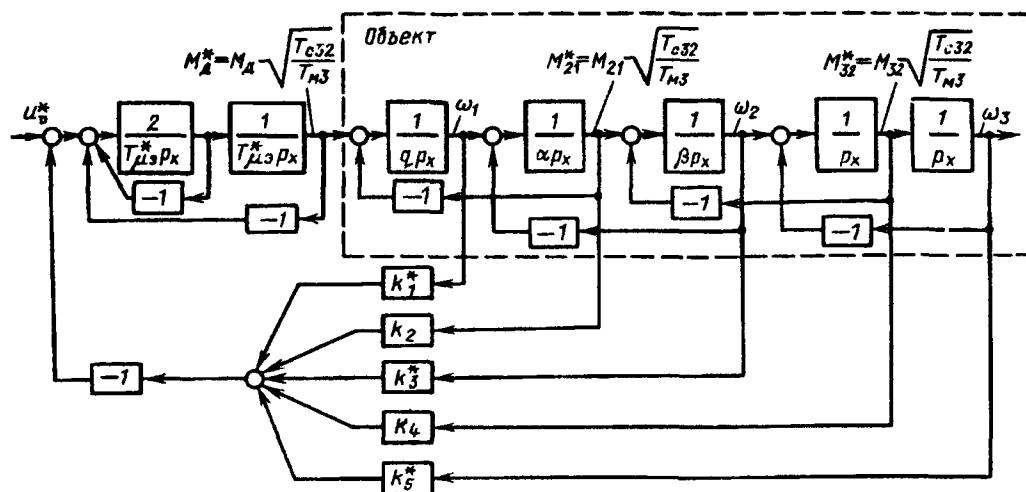


Рис. 1. Нормированная структурная схема системы

туры, могут оказаться не соответствующими истине.

В статье рассматривается частный случай многомассовой системы — трехмассовая рядная структура, для которой при ее линеаризации и в пренебрежении демпфированием передаточные функции, связывающие взятые в относительных единицах скорость двигателя ω_1 с его моментом M_d и скорости ω_1, ω_2 и ω_3 между собой, имеют вид [4]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta\omega_1(p)}{\Delta M_d(p)} &= \frac{1}{T_M p} \frac{T_{c21} T_{c32} T_{M2} T_{M3} p^4 +}{T_{c21} T_{c32} T_{M1} T_{M2} T_{M3}} p^4 + \\ &\rightarrow \frac{[+T_{c21}(T_{M2} + T_{M3}) + T_{c32} T_{M3}] p^2 + 1}{+ \left[T_{c21} \frac{T_{M1}(T_{M2} + T_{M3})}{T_M} + T_{c32} \frac{T_{M3}(T_{M1} + T_{M2})}{T_M} \right] p^2 + 1}; \\ \frac{\Delta\omega_2(p)}{\Delta\omega_1(p)} &= \\ &= \frac{T_{c32} T_{M3} p^2 + 1}{T_{c21} T_{c32} T_{M2} T_{M3} p^4 + [T_{c21}(T_{M2} + T_{M3}) + T_{c32} T_{M3}] p^2 + 1}; \\ \frac{\Delta\omega_3(p)}{\Delta\omega_2(p)} &= \frac{1}{T_{c32} T_{M3} p^2 + 1}, \end{aligned} \right\} (1)$$

где T_{Mi} — механическая постоянная времени i -й массы; T_{cij} — постоянная времени жесткости связи между i -й и j -й массами; $T_M = T_{M1} + T_{M2} + T_{M3}$.

Для упрощения дальнейших выкладок целесообразно нормировать выражения (1), введя новую переменную $p_* = p \sqrt{T_{c32} T_{M3}}$ и обозначая

$$\alpha = \frac{T_{c21}}{T_{c32}}; \quad \beta = \frac{T_{M2}}{T_{M3}}; \quad q = \frac{T_{M1}}{T_{M3}},$$

* К сожалению, в [4] в выражении $\Delta\omega_1(p)/\Delta M_d(p)$ допущена опечатка.

тогда

$$\begin{aligned} \frac{\Delta\omega_1(p_*)}{\Delta M_d(p_*)} &= \frac{1}{(q + \beta + 1)p_*} \times \\ &\times \frac{\alpha\beta p_*^4 + [\alpha(\beta + 1) + 1]p_*^2 + 1}{\frac{\alpha q \beta}{q + \beta + 1} p_*^4 + \frac{\alpha q(\beta + 1) + q + \beta}{q + \beta + 1} p_*^2 + 1}; \\ \frac{\Delta\omega_2(p_*)}{\Delta\omega_1(p_*)} &= \frac{p_*^2 + 1}{\alpha\beta p_*^4 + [\alpha(\beta + 1) + 1]p_*^2 + 1}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\frac{\Delta\omega_3(p_*)}{\Delta\omega_2(p_*)} = \frac{1}{p_*^2 + 1}. \quad (3)$$

Такому представлению соответствует структурная схема объекта, приведенная на рис. 1. Значения скоростей ω_1, ω_2 и ω_3 не изменились по сравнению с системой, описываемой уравнениями (1), но моменты имеют другой масштаб: $M_i^* = M_i \sqrt{T_{c32}/T_{M3}}$.

Наиболее общим подходом к построению системы управления электроприводом многомассового объекта является управление по вектору состояния механизма $x = [\omega_1 \ M_{21} \ \omega_2 \ M_{32} \ \omega_3]^T$, тем более, что в линеаризованной рядной структуре при пренебрежении демпфированием характер изменения скорости выходной массы (в трехмассовой системе — ω_3) определяется только распределением корней характеристического уравнения. Применение наблюдающего устройства [4] позволяет восстановить неизмеряемые координаты. Однако при построении такой системы надо иметь в виду, как минимум, два обстоятельства, накладывающие ограничения на ее быстродействие:

быстрое и достаточно плавное изменение скорости выходной массы достигается за счет форсированного изменения скорости двигателя и промежуточных масс и соответствующего характера

изменения момента двигателя;

в реальной системе невозможно выполнить замыкание по полному вектору состояния, так как любая система содержит звенья с малыми постоянными временем и ее описание уравнением n -го порядка справедливо постольку, поскольку ее быстродействие ограничено некоторым значением, при котором влиянием ряда малых постоянных времени можно пренебречь.

В настоящей работе рассматривается система с подчиненным контуром тока при следующих допущениях:

сигнал управления таков, что ток якоря в переходном процессе не превышает предельно допустимого значения;

обратной связью по ЭДС двигателя можно пренебречь в связи с достаточно высоким быстродействием токового контура;

токовый контур настроен на оптимум по модулю и описывается звеном второго порядка с коэффициентом демпфирования $\xi = \sqrt{2}/2$;

звенья с малыми постоянными времени, не входящие в состав токового контура, могут быть учтены соответствующим увеличением эквивалентной малой постоянной времени $T_{\mu\varphi}$.

В системе, описываемой структурной схемой рис. 1, помеченные звездочкой коэффициенты регулятора связаны с реальными коэффициентами в относительных единицах выражением $k_i^* = -k_i \sqrt{T_{c32}/T_{m3}}$, а $T_{\mu\varphi}^* = T_{\mu\varphi}/\sqrt{T_{c32}/T_{m3}}$.

Цель работы состоит в том, чтобы предложить методику, позволяющую оценить достичимое быстродействие системы управления электроприводом рядного трехмассового объекта, замкнутого по вектору состояния механизма, при ограничениях, накладываемых характером изменения скоростей ω_1 и ω_2 и наличием малых постоянных времени.

Ограничения, накладываемые характером изменения скоростей ω_1 и ω_2 . Рассмотрим реакцию системы на скачок управляющего воздействия, предполагая, что значение эквивалентной малой постоянной времени мало настолько, что наличием звеньев с малыми постоянными временем можно пренебречь, положив $T_{\mu\varphi} = 0$.

В ненормированной системе при замыкании по вектору состояния механизма, изменение скорости третьей массы при скачке управляющего воздействия Δu_y характеризуется в этом случае выражением

$$\Delta\omega_3(p) = \left[T_{m1} T_{c21} T_{m2} T_{c32} T_{m3} \omega_0^5 \left(\left(\frac{p}{\omega_0} \right)^5 + a_1 \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^4 + a_2 \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^3 + a_3 \left(\frac{p}{\omega_0} \right)^2 + a_4 \left(\frac{p}{\omega_0} \right) + 1 \right)^{-1} \Delta u_y \right]$$

где a_i — коэффициенты полинома при выбранном

распределении корней; ω_0 — среднегеометрический корень, характеризующий быстродействие системы.

Переходя к переменной p_* и вводя нормированный средне-геометрический корень $\theta_0 = \omega_0 \sqrt{T_{c32} T_{m3}}$, можно записать:

$$\Delta\omega_3(p_*) = [\alpha \beta q \theta_0^5 H(p_*)]^{-1} \Delta u_y^*,$$

$$\text{где } \Delta u_y^* = \Delta u_y \sqrt{\frac{T_{c32}}{T_{m3}}}, \quad H(p_*) = \left(\frac{p_*}{\theta_0} \right)^5 + a_1 \left(\frac{p_*}{\theta_0} \right)^4 + a_2 \left(\frac{p_*}{\theta_0} \right)^3 + a_3 \left(\frac{p_*}{\theta_0} \right)^2 + a_4 \left(\frac{p_*}{\theta_0} \right) + 1.$$

Выражение для $H(p_*)$ не отличается от стоящего в знаменателе формулы для $\Delta\omega_3(p)$, так как

$$\frac{p_*}{\theta_0} = \frac{p \sqrt{T_{c32} T_{m3}}}{\omega_0 \sqrt{T_{c32} T_{m3}}} = \frac{p}{\omega_0}.$$

Таким образом, введение переменной p_*/θ_0 означает во временной области переход от реального к нормированному времени $\tau = t\omega_0$.

В соответствии с (3) и (2) скорости ω_1 и ω_2 определяются выражениями:

$$\Delta\omega_2(p_*) = [\theta_0^2 (p_*/\theta_0)^2 + 1] \Delta\omega_3(p_*);$$

$$\Delta\omega_1(p_*) = \left\{ \alpha \beta \theta_0^4 (p_*/\theta_0)^4 + [\alpha(\beta+1) + 1] \times (4) \times \theta_0^2 (p_*/\theta_0)^2 + 1 \right\} \Delta\omega_3(p_*).$$

Дальнейшее рассмотрение ведется в предложении, что за стандартное распределение корней принято распределение Баттервортса 5-го порядка ($a_1 = a_4 = 3,24$; $a_2 = a_5 = 5,24$). Переходная характеристика, соответствующая скорости $\Delta\omega_3(\tau)$ при $\Delta u_y^*/(\alpha\beta q\theta_0^5) = 1$, приведена на рис. 2,а (кривая 1), переходные характеристики, соответствующие производным

$$\frac{d^2 \Delta\omega_3(\tau)}{d\tau^2} = \Delta\omega_3''(\tau) \quad \text{и} \quad \frac{d^4 \Delta\omega_3(\tau)}{d\tau^4} = \Delta\omega_3^{IV}(\tau),$$

— на рис. 2,б. Как следует из этих рисунков, начальный бросок скорости ω_2 при ступенчатом управляющем воздействии может иметь место в момент времени $\tau = \tau_2$. Его значение в соответствии с (4) составит

$$[\Delta\omega_2(\tau)]_{\tau=\tau_2} = [\theta_0^2 \Delta\omega_3''(\tau) + \Delta\omega_3(\tau)]_{\tau=\tau_2}. \quad (5)$$

Максимальный бросок скорости ω_1 в зависимости от соотношения параметров α и β может иметь место при $\tau = \tau_1$ или $\tau = \tau_2$:

$$[\Delta\omega_1(\tau)]_{\tau=\tau_1} = [\alpha \beta \theta_0^4 \Delta\omega_3^{IV}(\tau) + (\alpha\beta + \alpha + 1) \theta_0^2 \Delta\omega_3''(\tau) + \Delta\omega_3(\tau)]_{\tau=\tau_1}. \quad (6)$$

Входящие в эти выражения значения приращения скорости и ее производных имеют зна-

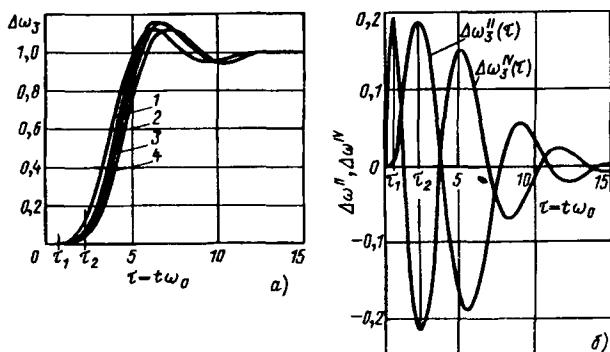


Рис. 2. Переходные характеристики:
а — $\Delta\omega_3(\tau)$; б — $\Delta\omega_3''(\tau)$ и $\Delta\omega_3'''(\tau)$

чения:

при $\tau_i = \tau_1$: $\Delta\omega_3''(\tau) \approx 0,193$; $\Delta\omega_3'''(\tau) \approx 1 \cdot 10^{-2}$

$\Delta\omega_3(\tau) \approx 0$;

при $\tau_i = \tau_2$: $\Delta\omega_3''(\tau) \approx -0,217$; $\Delta\omega_3'''(\tau) \approx 0,187$

$\Delta\omega_3(\tau) \approx 0,12$.

Опыт показывает, что электропривод упругого механизма работает удовлетворительно, если первый бросок приращения скорости двигателя или второй массы при ступенчатом управляющем воздействии не превышает установленного значения. Тогда на основании (5) можно утверждать, что допустимое значение броска скорости второй массы не будет превышено, если выполняется условие

$$\theta_0^2 \cdot 0,187 + 0,12 \leq 1$$

или

$$\theta_0 \leq \sqrt{0,88/0,187} = 2,17. \quad (7)$$

Рассматривая ограничение броска скорости двигателя, обратимся сначала к равенству (6) при $\tau = \tau_2$. Допустимое значение θ_0 при известных α и β должно быть определено в результате решения биквадратного уравнения

$$-\alpha\beta \cdot 0,217 \theta_0^4 + (\alpha\beta + \alpha + 1) 0,187 \theta_0^2 + 0,12 = 1. \quad (8)$$

Поскольку значение θ_0 должно быть вещественным и положительным числом, можно, решая уравнение

$$[0,187(\alpha\beta + \alpha + 1)]^2 - 4 \cdot 0,217(1 - 0,12) = 0,$$

найти значения α и β , определяющие границу соотношений параметров трехмассовой системы, при которых предельно допустимый бросок приращения скорости $\Delta\omega_1$ достигается при $\tau_i = \tau_2$. На рис. 3 приведена номограмма, по осям которой в логарифмическом масштабе отложены значения α и β в пределах от 0,1 до 10 и на которой эта граница $abvg$ построена. Области сочетаний параметров, в которой предельно допустимое значение броска $\Delta\omega_1$ достигается при $\tau_i = \tau_2$, соот-

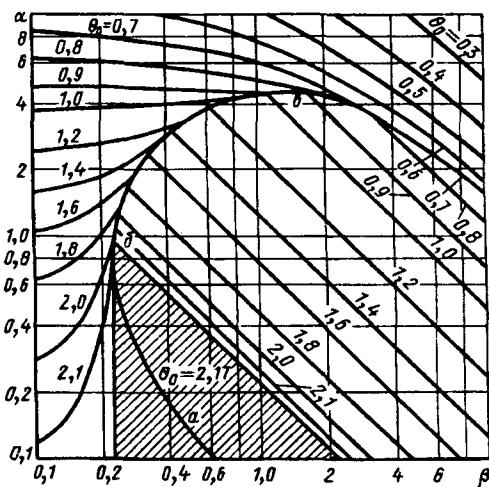


Рис. 3. Номограмма для определения θ_0 в зависимости от α и β

ветствует часть плоскости номограммы, расположенная слева и сверху от границы. В этой области построены линии равного значения $\theta_0 = \text{const}$, удовлетворяющие уравнению (8).

Сочетания параметров, соответствующие области ниже и правее границы $abvg$, отвечают предельно допустимому приращению $\Delta\omega_1$ при $\tau_i = \tau_1$. В этой области линии $\theta_0 = \text{const}$ построены по результатам решения уравнения

$$\alpha\beta \cdot 0,193 \theta_0^4 + 1 \cdot 10^{-2}(\alpha\beta + \alpha + 1) \theta_0^2 = 1,$$

на основании которого связь между α и β при данном θ_0 , выражается формулой

$$\alpha = \frac{1 - 0,01 \theta_0^2}{0,01 \theta_0^2 [\beta(19,3 \theta_0^2 + 1) + 1]}.$$

Пользуясь номограммой, можно при $T_{\mu\varphi}^* = 0$ и известных α и β найти допустимое значение θ_0 , т. е. определить максимально возможное быстродействие системы. Заштрихованная область номограммы соответствует сочетаниям параметров, при которых следует выбирать $\theta_0 = 2,17$ исходя из требований ограничения броска скорости второй массы.

Ограничения, накладываемые наличием малых постоянных времени. Используя изложенный в [6, 7] подход, рекомендующий в системе, замкнутой по вектору состояния механизма, обеспечивать стандартное распределение управляемых корней и ограничивать быстродействие таким значением среднегеометрического корня, при котором наличие неуправляемых корней не вызывает существенного отклонения переходной функции от переходной функции, соответствующей стандартному распределению корней в системе без малых постоянных времени, можно записать ха-

рактеристической полином системы с малыми постоянными времени в виде

$$H(p) = (p^5 + a_1 \omega_0 p^4 + a_2 \omega_0^2 p^3 + a_3 \omega_0^3 p^2 + a_4 \omega_0^4 + \omega_0)^5 (p^2 + b \omega_1 p + \omega_1^2),$$

где величины b и $(\omega_1)^2$, обязаные своим появлением наличию звена второго порядка с постоянной времени $T_{\mu\vartheta}$, характеризуют расположение на плоскости корней двух неуправляемых корней характеристического уравнения.

Переходя к переменной p_* и обозначая $\omega_1 \sqrt{T_{c32} T_{m3}} = \theta_1$, можно записать характеристическое уравнение в нормированной форме:

$$(p_*^5 + a_1 \theta_0 p_*^4 + a_2 \theta_0^2 p_*^3 + a_3 \theta_0^3 p_*^2 + a_4 \theta_0^4 p_* + \theta_0^5) \times (p_*^2 + b \theta_1 p_* + \theta_1^2). \quad (9)$$

С другой стороны, рассматривая матрицу системы рис. 1

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{2}{T_{\mu\vartheta}^*} & -\frac{2}{T_{\mu\vartheta}^*} & -\frac{2k_1^*}{T_{\mu\vartheta}^*} & -\frac{2k_2}{T_{\mu\vartheta}^*} & -\frac{2k_3^*}{T_{\mu\vartheta}^*} & -\frac{2k_4}{T_{\mu\vartheta}^*} & -\frac{2k_5^*}{T_{\mu\vartheta}^*} \\ \frac{1}{T_{\mu\vartheta}^*} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{q} & 0 & -\frac{1}{q} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\alpha} & 0 & -\frac{1}{\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\beta} & 0 & -\frac{1}{\beta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

можно записать характеристическое уравнение в виде:

$$p_*^7 + A_1 p_*^6 + A_2 p_*^5 + A_3 p_*^4 + A_4 p_*^3 + A_5 p_*^2 + A_6 p_* + A_7 = 0, \quad (10)$$

где интересующие нас коэффициенты равны:

$$A_1 = \frac{2}{T_{\mu\vartheta}^*}; \quad A_2 = \frac{0.5 (T_{\mu\vartheta}^*)^2 [\alpha\beta q + (\alpha+1)q + \beta] + \alpha\beta q}{0.5 (T_{\mu\vartheta}^*)^2 \alpha\beta q}.$$

Приравнивая правые части выражений (9) и (10) и полагая $a_1 = a_4 = 3,24$; $a_2 = a_3 = 5,24$, нетрудно убедиться, что значения неуправляемых корней могут быть определены из равенств:

$$3,24 \theta_0 + b \theta_1 = \frac{2}{T_{\mu\vartheta}^*};$$

$$5,24 \theta_0^2 + 3,24 b \theta_1 + \theta_1^2 = \frac{0.5 (T_{\mu\vartheta}^*)^2 [\alpha\beta q + (\alpha+1)q + \beta] + \alpha\beta q}{0.5 (T_{\mu\vartheta}^*)^2 \alpha\beta q}.$$

В результате алгебраических преобразований

можно получить выражения, характеризующие расположение неуправляемых корней на нормированной относительно θ_0 плоскости:

$$\left. \begin{aligned} \frac{b \theta_1}{\theta_0} &= \frac{2}{T_{\mu\vartheta}^* \theta_0} - 3,24; \\ \left(\frac{\theta_1}{\theta_0} \right)^2 &= \frac{0.5 (T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q) + 1}{0.5 (T_{\mu\vartheta}^* \theta_0)^2} - \frac{6,48}{T_{\mu\vartheta}^* \theta_0} + 5,26, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где $f(\alpha, \beta, q) = 1 + (\alpha+1)/\alpha\beta + 1/\alpha q$.

На рис. 4 показана полуплоскость нормированных относительно θ_0 корней и три из пяти управляемых корней (p_{*1}, p_{*2}, p_{*3}), распределенных по Баттерворту. Вещественная и мнимая части комплексно-сопряженных неуправляемых корней определяются выражениями:

$$|x/\theta_0| = b \theta_1 / 2\theta_0; \quad |y/\theta_0| = \sqrt{(\theta_2/\theta_0)^2 - (x/\theta_0)^2}.$$

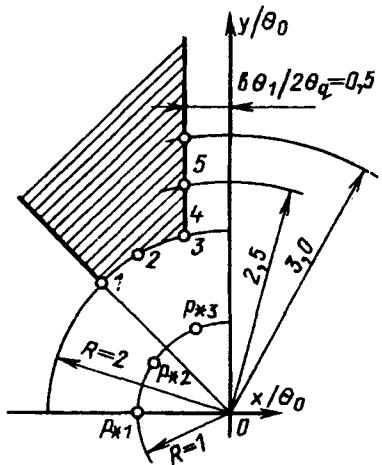


Рис. 4. Разрешенная область расположения неуправляемых корней

Для того чтобы наличие неуправляемых корней не приводило к изменению длительности и перерегулирования в переходной характеристике $\Delta\omega_3(\tau)$ более чем на 8÷10%, надо потребовать, чтобы неуправляемые корни располагались вне окружности с радиусом $R=2$ и чтобы степень устойчивости определялась управляемыми корнями. На рис. 4 штриховкой выделена область разрешенного расположения неуправляемых корней, ограниченная справа и снизу линией 1 2 3 4 5.

Первое из указанных требований сводится к необходимости обеспечения неравенства $(\theta_1/\theta_0) \geq 4$, где после преобразований с учетом (11) приводит к выражению

$$(T_{\mu\vartheta}^*) f(\alpha, \beta, q) \geq 6,48 T_{\mu\vartheta}^* \theta_0 - 1,26 (T_{\mu\vartheta}^* \theta_0)^2 - 2. \quad (12)$$

Предельные значения $T_{\mu\vartheta}^* \theta_0$, при которых правая часть неравенства остается положительным

числом, находятся в результате приравнивания ее нулю и решения получившегося квадратного уравнения и определяются неравенством

$$0,33 \leq T_{\mu\vartheta}^* \theta_0 \leq 4,81.$$

Поскольку при распределении Баттерворта пара управляемых корней, расположенная ближе других к мнимой оси, имеет вещественную часть $|x/\theta_0| = 1 \cdot \sin 18^\circ \approx 0,31$, для выполнения второго требования достаточно потребовать выполнения неравенства

$$|x/\theta_0| = b\omega_1/(2\theta_0) \geq 0,5,$$

что с учетом первого из выражений (11) сводится к необходимости выполнения условия:

$$T_{\mu\vartheta}^* \theta_0 \leq 0,472. \quad (13)$$

Тогда окончательно предельно допустимые значения $T_{\mu\vartheta}^* \theta_0$ в зависимости от параметров объекта составляют

$$0,33 \leq T_{\mu\vartheta}^* \theta_0 \leq 0,472.$$

На основании формул (12) и (13) можно построить зависимость предельно допустимых значений $T_{\mu\vartheta}^* \theta_0$ от $(T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q)$, показанную на рис. 5, а. С погрешностью, не превышающей 3%, в пределах изменения $T_{\mu\vartheta}^* \theta_0$ от 0,33 до 0,472 она может быть заменена прямой линией

$$T_{\mu\vartheta}^* \theta_0 = 0,33 + 0,182 (T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q), \quad (14)$$

откуда связь между $T_{\mu\vartheta}^*$ и предельным быстродействием (значением θ_0) при данном $f(\alpha, \beta, q)$ определяется выражениями:

$$\theta_0 = 0,33/T_{\mu\vartheta}^* + 0,182 T_{\mu\vartheta}^* f(\alpha, \beta, q) \quad \text{при } (T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q) \leq 0,78; \quad (15)$$

$$\theta_0 = 0,472/T_{\mu\vartheta}^* \quad \text{при } (T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q) > 0,78. \quad (16)$$

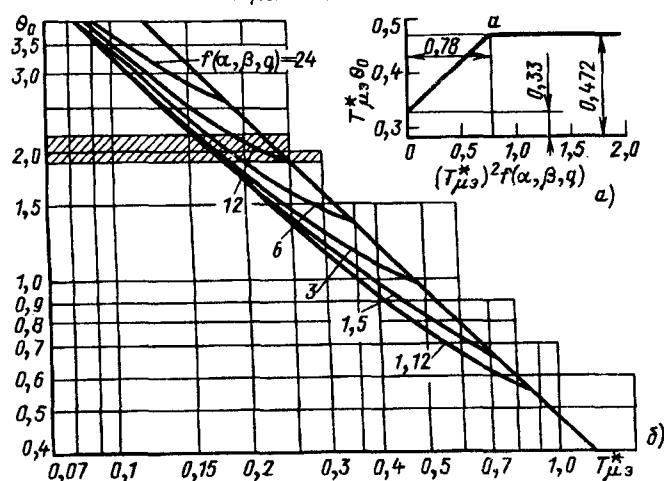


Рис. 5. К определению θ_0 в зависимости от $T_{\mu\vartheta}^*$

Этот результат представлен в виде графиков $\theta_0=f(T_{\mu\vartheta}^*)$ при $f(\alpha, \beta, q)=\text{const}$, представленных на рис. 5, б. Значения по осям отложены в логарифмическом масштабе. Криволинейные участки зависимостей $\theta_0=f(T_{\mu\vartheta}^*)$ соответствуют значениям $(T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q) \leq 0,78$ (см. рис. 5, а) и расположению неуправляемых корней на окружности с радиусом $R=2$ (часть 1 2 3 окружности на рис. 4). Горизонтальная прямая соответствует значению $T_{\mu\vartheta}^* \theta_0 = 0,472 = \text{const}$, при котором неуправляемые корни попадают на вертикальную границу разрешенной области на рис. 4 и где θ_0 и $T_{\mu\vartheta}^*$ обратно пропорциональны друг другу в соответствии с выражением (16).

Возможность использования номограммы, при $T_{\mu\vartheta}^ \neq 0$.* Значения θ_0 при данных $f(\alpha, \beta, q)$ и $T_{\mu\vartheta}^*$, полученные по (15) и (16), могут оказаться недопустимыми с точки зрения ограничений на бросок скоростей ω_1 или ω_2 . Между тем номограмма для оценки с этой точки зрения предельных значений θ_0 построена в предположении, что $T_{\mu\vartheta}^* = 0$. Погрешность, появляющаяся из-за наличия малых постоянных времени, может быть оценена в результате расчета предельно допустимых значений θ_0 для случаев, когда неуправляемые корни располагаются на границе разрешенной области (см. рис. 4). Такие расчеты были проведены в точках расположения неуправляемых корней 1, 2, 3, 4, 5. Они показали:

1. Если в соответствии с (7) предельное значение θ_0 не должно превышать $\theta_0=2,17$, то в точке 2 оно снижается до 2,07, а в точке 3 достигает минимального значения 1,87. Следовательно, на графиках рис. 5, б нет смысла рассматривать значения θ_0 , большие отмеченных заштрихованной полосой, так как при больших значениях θ_0 ограничения будут накладываться не наличием малых постоянных времени, а допустимым броском скорости ω_2 .

2. В области, ограниченной на рис. 3 границей $abvg$ слева и сверху, предельные значения θ_0 , определенные по номограмме, обеспечивают ограничение броска $\Delta\omega_1$ с некоторым запасом.

3. В области, расположенной левее и выше границы $abvg$, предельное значение θ_0 должно быть снижено по сравнению с полученным из номограммы рис. 3. Максимальное снижение на 13–15% необходимо при расположении неуправляемого корня в точке 3 (рис. 4), т. е. при соотношении параметров, характеризуемом точкой a на рис. 5, а или точками сопряжения криволинейных участков графиков $\theta_0=f(T_{\mu\vartheta}^*)$ с прямолинейными на рис. 5, б.

Выводы. Для определения предельного быстродействия (значения среднегеометрического корня характеристического уравнения) в линеаризованной системе электропривода с подчинен-

ным токовым контуром, замкнутой по вектору состояния механизма, трехмассовый рядный объект которой характеризуется параметрами T_{M1} , T_{M2} , T_{M3} , T_{c21} , T_{c32} , $T_{\mu\vartheta}$ может быть предложен следующий порядок расчета:

1. Определяются параметры нормированной структурной схемы рис. 1:

$$\alpha = T_{c21}/T_{c32}; \beta = T_{M2}/T_{M3}; q = T_{M1}/T_{M3};$$

$$T_{\mu\vartheta}^* = T_{\mu\vartheta}/\sqrt{T_{c32} T_{M3}}.$$

2. Рассчитываются значения $f(\alpha, \beta, q) = 1 + (\alpha + 1)/\alpha\beta + 1/(\alpha q)$ и $(T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q)$.

3. Если $(T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q) \leq 0,78$, то по формуле (14) или по графику рис. 5,а определяется $T_{\mu\vartheta}^* \theta_0$. При $(T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q) > 0,78$ значение $T_{\mu\vartheta}^* \theta_0$ равно $0,472 = \text{const}$.

4. Рассчитывается значение $\theta_0 = \frac{T_{\mu\vartheta}^* \theta_0}{T_{\mu\vartheta}^*}$ (оно может быть определено и по графику рис. 5,б).

5. Полученное значение θ_0 не должно превышать значения, определенного при данных α и β по номограмме рис. 3 с учетом оговоренных поправок.

6. Определяется значение $\omega_0 = \theta_0/\sqrt{T_{c32} T_{M3}}$, где θ_0 — меньшее из значений, определенных по пп. 3 и 5.

Пример 1. Азимутальный привод антенной установки (АУ) выполнен с двигателем ПБСТ-62: 7,2 кВт; 220 В; 1500 об/мин (157 рад/с), который питается от тиристорного преобразователя. Токовый контур может быть охарактеризован эквивалентной малой постоянной времени $T_{\mu\vartheta} = 0,01$ с. Суммарный момент инерции двигателя и редуктора, представляющий собой момент инерции первой массы трехмассовой системы, составляет $J_1 = 0,41 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$. Двигатель связан с поворотной частью АУ через понижающий редуктор с передаточным числом $i = 138 \cdot 10^3$. Поворотная часть характеризуется двумя массами с моментами инерции $J_2' = 1,22 \cdot 10^8 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ и $J_3' = 1,55 \cdot 10^8 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$, связанными между собой через упругую связь с жесткостью $c_{32}' = 2,31 \times 10^{10} \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$. Жесткость редуктора и связи со второй массой, приведенная к валу двигателя, равна $c_{21}' = 1,8 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$.

Приводя J_2' , c_{32}' и J_3' к валу двигателя и вводя базовые значения $\omega_b = \omega_n = 157 \text{ рад/с}$, $M_b = P_n/\omega_n = 7200/157 = 45,8 \text{ Н}\cdot\text{м}$, можно определить постоянные времени — механические: $T_{M1} = 1,4$; $T_{M2} = 0,022$; $T_{M3} = 0,028 \text{ с}$; жесткости: $T_{c21} = 0,162$; $N_{c32} = 0,24 \text{ с}$.

Параметры нормированной схемы:

$$\alpha = 0,675; \beta = 0,786; q = 50; T_{\mu\vartheta}^* = 0,122;$$

$$(T_{\mu\vartheta}^*)^2 f(\alpha, \beta, q) = (0,122)^2 \left[1 + \frac{0,675+1}{0,675 \cdot 0,786} + \frac{1}{0,675 \cdot 50} \right] = 0,0623.$$

На основании (14), исходя из ограничений, накладываемых наличием малых постоянных времени,

$$\theta_0 = \frac{0,33 + 0,182 \cdot 0,0623}{0,122} \approx 2,8;$$

$$\omega_0 = \frac{\theta_0}{\sqrt{T_{c32} T_{M3}}} = \frac{2,8}{\sqrt{0,24 \cdot 0,028}} \approx 34,2 \text{ с}^{-1}.$$

Исходя из ограничения броска скорости, по номограмме рис. 3:

$$\theta_0 \approx 1,75; \omega_0 = 21 \text{ с}^{-1}.$$

Последняя цифра должна быть принята как определяющая допустимое быстродействие системы.

По программе MODREG [6] в соответствии со структурной схемой и с учетом того, что $k_i^* = k_i \sqrt{T_{c32} T_{M3}}$, определены $k_1 = 60,5$; $k_2 = 182,7$; $k_3 = -0,773$; $k_4 = 6,5$; $k_5 = 4,2$.

Переходные процессы рассчитаны по матрицам:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_1 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_2 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_3 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_4 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_5 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} \\ \frac{1}{T_{t.p}} & -\frac{1}{T_{t.p}} & -\frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_1 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_2 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_3 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_4 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} & -k_5 \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} \\ 0 & \frac{1}{\rho_{я.ц} T_{я.ц}} & -\frac{1}{T_{я.ц}} & -\frac{1}{\rho_{я.ц} T_{я.ц}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{M1}} & 0 & -\frac{1}{T_{M1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{c21}} & 0 & -\frac{1}{T_{c21}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{M2}} & 0 & -\frac{1}{T_{M2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{c32}} & 0 & -\frac{1}{T_{c32}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{T_{M3}} & 0 \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\beta_{pt}}{\tau_{pt}} \\ \frac{\beta_{pt}}{T_{t.p}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Здесь относительное сопротивление якорной цепи $\rho_{я.ц} = \frac{R_{я.ц} I_{я.н}}{E_n} = 0,223$; постоянная времени якорной цепи $T_{я.ц} = 0,021 \text{ с}$. Характеризующая ти-

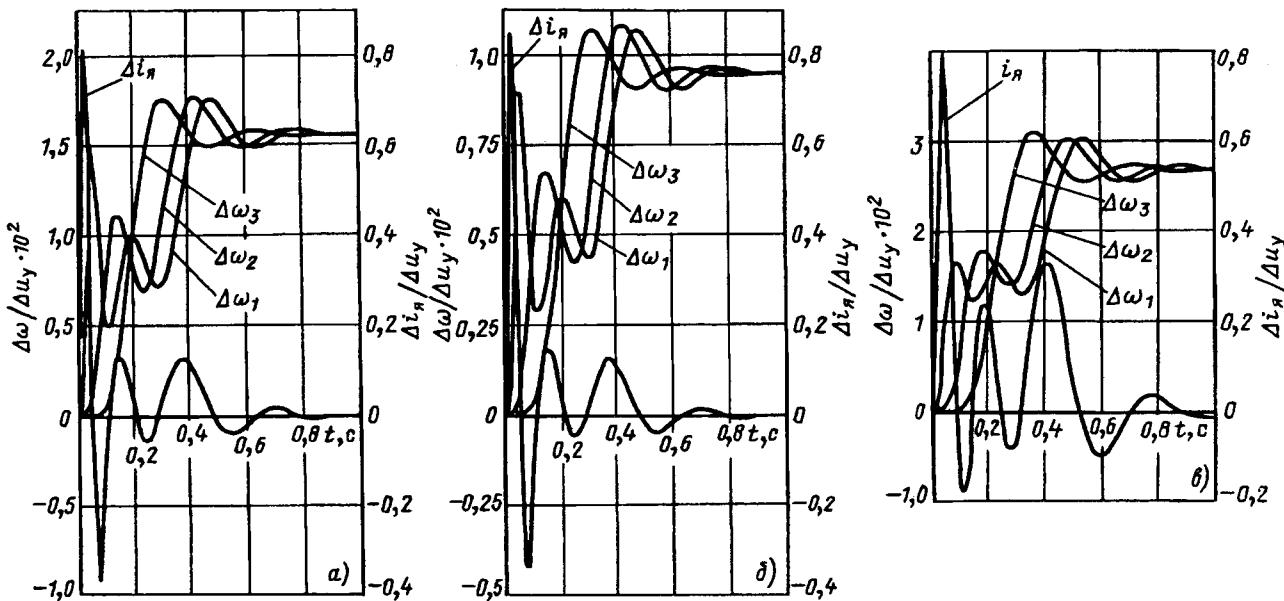


Рис. 6. К примерам расчета

ристорный преобразователь постоянная времени принята $T_{\text{т.п.}} = \frac{T_{\mu\omega}}{2} = 0,005$ с. ПИ-регулятор тока имеет параметры: $\beta_{\text{р.т.}} = 0,47$; $\tau_{\text{р.т.}} = T_{\text{я.ц.}} = 0,021$ с. Элемент 34 матрицы А отражает влияние обратной связи по ЭДС двигателя. Результаты расчета приведены на рис. 6, а. Первый бросок скорости двигателя составляет 0,96 установившегося значения. При единичном скачке управляющего воздействия, задающем приращение скорости $1,6 \cdot 10^{-2} \omega_0 = 0,25$ рад/с, первый бросок тока составляет $0,82 I_{\text{я.н.}}$.

Пример 2. Пусть тот же механизм приводится во вращение через редуктор с передаточным числом $i = 13,8 \cdot 10^3$ двигателем мощностью 60 кВт, 220 В, 157 рад/с. Тогда $M_6 = 60000/157 = 352$ Н·м. С учетом изменившегося по сравнению с примером 1 момента инерции двигателя и базового значения момента постоянные времени равны $T_{M1} = 2,3$; $T_{M2} = 0,264$; $T_{M3} = 0,335$ с, а постоянные времени жесткости $T_{c21} = 0,0135$; $T_{c32} = 0,02$ с. Значения α и β не изменились, а $q = 2,3/0,335 = 6,87$.

Если реализуется прежнее быстродействие токового контура ($T_{\mu\omega} = 0,01$ с), то значение ω_0 по прежнему определяется предельно допустимым броском скорости двигателя и составляет $\omega_0 = 21$ с⁻¹.

Реакция на скачок управляющего воздействия иллюстрируется рис. 6, б.

Пример 3. Если бы в примере 2 быстродействие токового контура было в 2 раза ниже ($T_{\mu\omega} = 0,02$ с; $T_{\mu\omega}^* = 0,244$), то по формуле (14) с учетом значения

$$(T_{\mu\omega}^*)^2 f(\alpha, \beta, q) = (0,244)^2 \left[1 + \frac{0,675+1}{0,675 \cdot 0,786} + \frac{1}{0,675 \cdot 6,87} \right] = 0,065$$

следовало бы выбрать $\theta_0 = 1,55$ и $\omega_0 = 1,55/\sqrt{0,02 \cdot 0,335} = 18,9$ с⁻¹. В этом случае для расчета должно быть выбрано последнее значение ω_0 . Соответствующие переходные процессы — на рис. 6, в.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ключев В.И. Теория электропривода. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
2. Бургин Б.Ш. Синтез и особенности динамики двухмассовых электромеханических систем. — В кн. «11 Всесоюзная научно-техническая конференция по проблемам автоматизированного электропривода (тезисы докладов)». — М.: Информэлектро, 1991.
3. Ильинский Н.Ф., Козаченко В.Ф. Общий курс электропривода. — М.: Энергоатомиздат, 1992.
4. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами. — Л.: Энергоиздат, 1982.
5. Кутузов Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства. — М.: Машиностроение, 1976.
6. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. — СПб.: Энергоатомиздат, 1992.
7. Башарин А.В., Постников Ю.В. Примеры расчета автоматизированного электропривода на ЭВМ. — Л.: Энергоатомиздат, 1990.

[13.10.94]

Авторы: Соколовский Георгий Георгиевич окончил электроэнергетический факультет Ленинградского электротехнического института (ЛЭТИ) в 1954 г. Докторскую диссертацию защитил в ЛЭТИ в 1985 г. Профессор кафедры робототехники и автоматизации производственных систем С.-Петербургского государственного электротехнического университета (СПбГЭТУ).

Стасовский Вадим Михайлович окончил электротехнический факультет ЛЭТИ в 1971 г. Кандидатскую диссертацию защитил в 1978 г. в ЛЭТИ. Доцент кафедры робототехники и автоматизации производственных систем СПбГЭТУ.

Использование некоторых выражений закона электромагнитной индукции в теории электрических машин

ФАТТАХОВ К.М.

Некоторые авторы предлагают использовать в правой части выражения закона электромагнитной индукции вместо знака «минус» знак «плюс». Употребление этих знаков в существующей литературе объясняется по-разному. В статье показана равносильность обеих форм выражений закона электромагнитной индукции и дано объяснение употреблению знаков в этих формах выражений.

Ключевые слова: электрические машины, теоретические основы электротехники, закон электромагнитной индукции, уравнения равновесия

Изучение литературных источников [1–20] приводит к выводу о том, что в настоящее время из форм аналитических выражений обобщенного Максвеллом закона электромагнитной индукции, используемых или рекомендуемых к использованию при изложении теории электрических машин, можно выделить в основном две формы, которые, будучи записаны для мгновенных или комплексных значений физических величин, имеют в своей правой части знаки либо «минус» (первая — традиционная — форма), либо «плюс» (вторая форма):

$$e = \mp d\psi/dt; \quad \dot{E} = \mp j\omega\dot{\Psi}. \quad (1)$$

Здесь t — время; ω — круговая частота; $\psi, \dot{\Psi}$ и e, \dot{E} — мгновенные и комплексные значения потокосцепления и ЭДС индукции; j — мнимая единица.

Выражение закона электромагнитной индукции, записанное в виде первой формы уравнений (1), используется при изложении теории электрических машин в большинстве учебников и учебных пособий по ТОЭ [1, 2], электрическим машинам [3–6] и общей электротехнике [7, 8]. В этих дисциплинах наличие отрицательного знака в правой части традиционной формы выражений (1) обосновывают следующим.

1. Влияние электромагнитной инерции изменяющегося магнитного поля [1].

2. Наличием отрицательного знака в векторном произведении из векторов электромагнитного поля, учитывающем пространственную ориентацию ЭДС в правовинтовой системе координат во втором из уравнений электромагнитного поля Максвелла [2, 9–12].

3. В [13] имеется сведение о том, что в традиционной формулировке закона электромагнитной индукции знак «минус ... был введен не-

Same authors to use at the right side of the expression for the induction law the sign «plus» instead of the sign «minus». In scientific works the application of these signs is explained differently. The paper shows that both forms of the expression for the induction law are equivalent and gives an explanation to the application of the signs «plus» and «minus» in these forms on the basis of principles of working out equations of equilibrium, applied in the physics.

Key words: electrical machines, theoretical fundamental electrotechnics, law of electromagnetic induction, equations of equilibrium

мецким физиком Нейманом при поддержке Гельмгольца, что как утвердившаяся точка зрения было принято Максвеллом». Таким образом, если исходить из этого сообщения, то не исключено, что на принятие отрицательного знака в первой форме выражений закона электромагнитной индукции могла повлиять также чисто субъективная точка зрения великих ученых.

Несмотря на все сказанное, в других литературных источниках, например в материалах дискуссии [8–15], предлагается использовать в выражении закона электромагнитной индукции вместо знака «минус» знак «плюс», т. е. рекомендуется представлять аналитическую форму этого закона в виде второй формы выражений (1). Наличие положительного знака в ее правой части обосновывают следующим.

4. Условиями согласования выбранных направлений действия физических величин на схемах замещения и векторных диаграммах электрических машин [14, 15].

5. Невозможностью существования «в электрическом поле между двумя точками ... одновременно двух разных напряжений и $-d\psi/dt$ » [13].

6. Тем, что в плоскости расположения контура, в котором возникает ЭДС e , не имеет значения ее пространственная ориентация, учитываемая упомянутым векторным произведением, фигурирующим во втором из уравнений электромагнитного поля Максвелла [9–12].

Как видно из изложенного, в настоящее время нет единой позиции в обосновании употребления знаков «минус» или «плюс» в формулировках (1) закона электромагнитной индукции. Это свидетельствует о том, что для выяснения данного вопроса требуется проведение дальнейших исследований.

Нами были проанализированы практические

приемы решения задач по физике [16] применительно к стационарным режимам, что позволило прийти к следующему выводу. Обычно в физике при составлении уравнений равновесия одинаковых по модулю и размерности физических величин, одна из которых P является действующей (т. е. вызывающей и в дальнейшем поддерживающей процесс равновесия), а другая Q — уравновешивающей (т. е. возникающей и существующей в результате действия воздействующей величины), записывают эти величины исходя из принципа, что их арифметическая или алгебраическая сумма должна быть равной нулю, а именно:

$$P \pm Q = 0. \quad (2)$$

Таким образом, в зависимости от того, какую разновидность суммы составляют при написании уравнений равновесия (2), они могут быть выражены в двух формах. Первая соответствует арифметической сумме, когда в левой части уравнений (2) действующая и уравновешивающая величины складываются (верхний знак в уравнениях (2)), а вторая соответствует алгебраической сумме, когда уравновешивающая величина вычитается из действующей (нижний знак в уравнениях (2)).

Решив уравнения равновесия (2) относительно P , им можно придать несколько иной вид:

$$P = \mp Q. \quad (3)$$

Как видно, при составлении данного вида уравнений равновесия действующую и уравновешивающую величины записывают в разных частях уравнений с противоположными или однозначными знаками соответственно для первой и второй форм (3).

В качестве одного из конкретных примеров форм уравнений (3) можно привести уравнения равновесия весов пружинных [17] (рис. 1,а) и рычажных (при одинаковой длине плеч l (рис. 1,б). В этом случае знаки «минус» и «плюс» в (3) характеризуют уравнения равновесия соответственно пружинных и рычажных весов, если

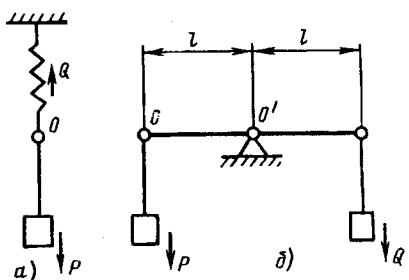


Рис. 1. К иллюстрации форм уравнений равновесия на примере весов: а — пружинных; б — рычажных

в качестве действующей величины взять вес груза P , а в качестве уравновешивающей — противодействующую силу растяжения пружины или веса гири Q . Обычно при составлении уравнений равновесия (3) в физике принято рассматривать состояние равновесия относительно точки O для весов пружинных (рис. 1,а) и относительно точки O' — для рычажных весов (рис. 1,б). Однако, если рассматривать состояние равновесия весов обоих типов относительно одной и той же точки O подвеса груза P , то можно видеть, что это состояние можно сохранить, прикладывая к точке O силу $Q=P$ либо непосредственно, либо через равноплечий рычаг. При этом в первом случае силу Q следует направить противоположно, а во втором — параллельно направления действия груза P . В связи со сказанным получается, что наряду с первой формой уравнений равновесия (3) к пружинным весам можно применить также их вторую форму, а к рычажным весам наряду со второй формой уравнений равновесия (3) — первую форму. Таким образом, обе формы уравнений равновесия (3) с физической точки зрения совершенно равнозначны, в связи с чем будем характеризовать это свойство форм уравнений равновесия как свойство их эквивалентности. В общем случае, на наш взгляд, это свойство проявляется в том, что обе формы уравнений равновесия описывают один и тот же факт, характеризующий эффект встречного действия воздействующей и уравновешивающей величин по отношению друг к другу, благодаря чему и поддерживается процесс равновесия в некоторой физической системе, где имеют место указанные величины.

Однако несмотря на это, в физике и электротехнических дисциплинах для обоснования встречного характера действия воздействующей и уравновешивающей величин используют гораздо чаще первую форму уравнений равновесия. Объясняется это, видимо, сложившейся у технических специалистов привычкой аналитически выражать при записи уравнений равновесия (3) эффект противодействия величин с помощью знака «минус». Хотя менее привычно делать это использованием знака «плюс» при записи упомянутых уравнений и судить по ним о встречном характере действия воздействующей и уравновешивающей величин, однако мы не видим никаких принципиальных ограничений для анализа этого обстоятельства с помощью также второй формы уравнений равновесия. Сказанное наводит на мысль о том, что наряду со свойством эквивалентности обе формы уравнений равновесия обладают также свойством, которое мы характеризуем в качестве свойства относительности этих форм. Оно заключается в том, что для описания

одного и того же физического процесса уравновешивания исследователь может выбирать любую из форм уравнений равновесия по своему усмотрению, зависящему, на взгляд автора, от сложившихся у этого исследователя субъективных стереотипов мышления.

Свойства эквивалентности и относительности присущи, по нашему мнению, не только уравнениям равновесия весов (3), но и любым другим видам уравнений равновесия, описывающим также иные физические процессы. В этом убеждает рассмотрение другого примера, скажем, обобщенного вида уравнения движения вращающегося в магнитном поле тела в установившемся режиме [18]. Выраженные через вращающий M и статический M_c моменты, обе формы этого уравнения могут быть записаны так:

$$M = \mp M_c. \quad (4)$$

Первая форма этих уравнений используется, в частности, в теории электропривода [19] для анализа тормозных режимов электроприводов, а вторая — двигательных режимов. Однако в силу эквивалентности и относительности форм уравнений равновесия первую форму уравнений (4) можно применять также для анализа двигательных режимов электроприводов, а вторую — для тормозных. В [19] уравнения (4) известны как уравнения движения электроприводов в установившихся режимах.

Далее мы считаем, что более общим видом уравнений равновесия является такой их вид, когда воздействующая и уравновешивающая величины выражены в векторной форме:

$$\bar{P} = \mp \bar{Q}, \quad (5)$$

где \bar{P} и \bar{Q} — векторы воздействующей и уравновешивающей величин.

Известно, что геометрической интерпретацией комплексных чисел являются векторы, расположенные в комплексной плоскости [20].

Поэтому векторы \bar{P} и \bar{Q} могут быть выражены аналитически в виде соответствующих комплексных чисел. Тогда уравнения (5) могут быть представлены в комплексной форме так:

$$\dot{P} = \mp \dot{Q}, \quad (6)$$

где \dot{P} и \dot{Q} — комплексные числа или, сокращенно, комплексы, с помощью которых выражаются векторы \bar{P} и \bar{Q} .

Если рассматривать контур электрической цепи в качестве некоторой независимой физической системы, то очевидно, что на него можно распространить принципы составления уравнений равновесия (3)–(6). При этом, если в контуре протекает постоянный ток, то уравнение равно-

весия ЭДС в нем выражается по аналогии с (3) и (4) так:

$$E = \mp U. \quad (7)$$

Если в контуре протекает переменный ток, то для мгновенных значений по аналогии с (7) будет

$$e = \mp u, \quad (8)$$

а при использовании векторов и комплексов ЭДС и напряжений, основываясь на (5) и (6), запишем:

$$\bar{E} = \mp \bar{U}; \quad \dot{E} = \mp \dot{U}. \quad (9)$$

При этом следует помнить, что комплексы, с помощью которых выражаются воздействующие и уравновешивающие величины в цепях переменного тока, представляют собой, как это обычно принято в электротехнике, комплексы вращающихся с круговой частотой ω векторов гармонических величин, определяемых преимущественно при соответствующих им начальных фазах.

Распространим описанные принципы составления уравнений равновесия (3)–(9) на контуры k , изображенные на рис. 2,а и б. Каждый контур образован индуктивной катушкой L , находящейся под действием изменяющегося магнитного поля, и вольтметром V . В цепи, представленной на рис. 2,а, ЭДС e наводится в катушке L , благодаря тому, что постоянный магнит NS периодически входит в катушку и выходит из нее. Она в данном случае работает в качестве источника электрической энергии. В цепи, изображенной на рис. 2,б, ЭДС e в катушке L наводится в результате питания ее переменным током под действием напряжения питающей сети u . В этом случае катушка работает в качестве потребителя электрической энергии. Вольтметр V в обоих случаях измеряет ЭДС e , наводящуюся в катушке L , путем регистрации установившегося на зажимах AB катушки и равного ЭДС e падения напряжения u_L , где u_L — его мгновенное значение.

Так как согласно закону электромагнитной индукции, обобщенному Максвеллом, ЭДС индуктивной катушки определяется производной потокосцепления по времени, то, очевидно, можно представить себе падение напряжения, измеряемое вольтметром V , равным этой производной, а именно величине $d\psi/dt$. В связи с этим на рис. 2,а и б около изображения вольтметра V простоялены одновременно и обозначения падения напряжения u_L , и величины $d\psi/dt$, которые, по сути дела, являются одной и той же по своей природе физической величиной — напряжением, измеряемым вольтметром V . Теперь, исходя из всего сказанного и используя принципы формирования уравнений равновесия (8) и (9), для электрических контуров k , изображенных на рис. 2,а и б, можем написать:

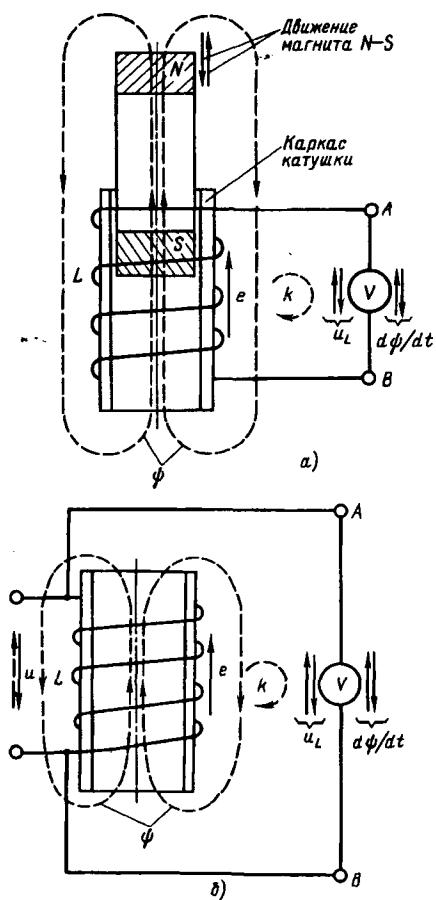


Рис. 2. К составлению форм выражений (1) закона электромагнитной индукции на примере наведения ЭДС в индуктивной катушке, являющейся: а — источником электрической энергии; б — потребителем этой энергии

$$\begin{aligned} e &= \mp u_L = \mp d\psi/dt; \\ \dot{E} &= \mp U_L = \mp j\omega \Psi. \end{aligned} \quad (10)$$

Выписав отдельно первый и третий члены из соотношений (10), получим обе формы обобщенного выражения закона электромагнитной индукции (1).

Основываясь на общих принципах формирования встречающихся в физике уравнений равновесия (3)–(6), при составлении уравнений (1) и (7)–(10), соответствующих электрическим контурам, изображенными на рис. 2,а и б, достаточно лишь предварительно определить, какая из рассматриваемых в этих контурах физических величин является воздействующей, а какая — уравновешивающей. Поэтому на рис. 2,а и б необязательно конкретизировать ориентацию этих величин. Указанные же на этих рисунках направления действия физических величин выбраны в соответствии с рассмотрением форм выражений (1) и (7)–(10) с точки зрения соответствия их векторному закону Кирхгофа. Поэтому уравновешивающие величины на рисунках ориентированы прямыми стрелками двойного направления, а действие — одинарными стрелками. При этом напряжение питающей сети и ориентируется

сплошной или пунктирной стрелками, если оно рассматривается соответственно как напряжение источника или как ЭДС источника. Направление обхода замкнутых электрических контуров указано криволинейными пунктирными стрелками.

Вывод. При изложении теории электрических машин можно использовать любую из форм выражений закона электромагнитной индукции (1). При этом следует помнить, что если в начале изложения теории принята какая-либо одна из указанных форм, то из методических соображений она должна оставаться неизменной до конца изложения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ионкин П.А., Мельников Н.А., Даревский А.И., Кухаркин Е.С. Теоретические основы электротехники. Т. I. — М.: Высшая школа, 1965.
2. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т. 2. — М.-Л.: Энергия, 1966.
3. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Т. I. — М.-Л.: Энергия, 1964.
4. Пиотровский Л.М. Электрические машины. — Л.: Энергия, 1974.
5. Петров Г.Н. Электрические машины. Т. I. — М.: Энергия, 1974.
6. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.
7. Касаткин А.С., Немцов М.В. Электротехника. — М.: Энергоиздат, 1983.
8. Борисов Ю.М., Липатов Д.Н. Общая электротехника. — М.: Высшая школа, 1974.
9. Нетушил А.В. Зачем столько минусов в векторных диаграммах и схеме замещения трансформатора? — Изв. вузов. Электромеханика, 1983, № 9.
10. Антик И.В. К статье А.В. Нетушила «Зачем столько минусов...» — Изв. вузов. Электромеханика, 1984, № 8.
11. Нетушил А.В. По поводу письма И.В. Антика «К статье А.В. Нетушила...» — Изв. вузов. Электромеханика, 1984, № 8.
12. Нетушил А.В. О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин. — Электричество, 1986, № 5.
13. Булгаков Н.И. Об устранении несогласованностей в изложении теории трансформаторов. — Электричество, 1984, № 1.
14. Коген-Далин В.В. Системы условно положительных направлений и векторные диаграммы электрических машин. — М.: Тр. МЭИ, 1958, вып. 27.
15. Иванов Л.Л. К методике изложения некоторых вопросов курса электротехники. — Сб. научно-метод. статей «Электротехника», вып. 1. — М.: Высшая школа, 1973.
16. Зубов В.Г., Шальнов В.П. Задачи по физике. — М.: Наука, 1985.
17. Хайкин С.Э. Физические основы механики. — М.: Наука, 1971.
18. Добронравов В.В. Основы механики неголономных систем. — М.: Высшая школа, 1970.
19. Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. — М.: Энергоиздат, 1981.
20. Выгодский М.Я. Справочник по элементарной математике. — М.: Наука, 1964.

{03.02.94}

Автор: Фаттахов Касы Мубинович окончил энергетический факультет Ташкентского политехнического института по специальности «Электрические машины и аппараты» в 1965 г. Защитил кандидатскую диссертацию на тему «Электротепловые модели гидродвигателей» в 1972 г. в Московском энергетическом институте. Доцент кафедры электротехники и электрооборудования предприятий Уфимского государственного нефтяного технического университета.

О методике преобразования электрического многоугольника в эквивалентную звезду

КАЗАКОВ О.И.

Доказана топологическая теорема о необходимой конфигурации из n ветвей с известными проводимостями полного n -угольника резисторов, эквивалентного некоторой n -лучевой звезде резисторов, по которым возможно определение неизвестных n проводимостей лучей звезды. Изложена универсальная методика расчета проводимостей эквивалентной n -лучевой звезды.

Ключевые слова: эквивалентное преобразование, n -лучевая звезда резисторов, полный n -угольник резисторов, (n,n) -граф ветвей, маршрут в (n,n) -графе

В статьях [1, 2] для известных проводимостей полного n -угольника резисторов, во-первых, были получены необходимые и достаточные условия существования эквивалентной «порождающей» его по известной формуле преобразования n -лучевой звезды и, во-вторых, даны формулы получения проводимостей n -лучевой звезды. Поскольку при таком обратном преобразовании вместо схемы, содержащей $n(n-1)/2$ резисторов, получается эквивалентная схема с n резисторами, то данная задача является разновидностью оптимизированных задач. Результаты указанных работ также находят свое применение в задачах идентификации параметров и диагностирования элементов электрических схем, в случае недопустимых внутренних узлов [3].

Пусть известно, что некоторый полный n -угольник резисторов имеет эквивалентную n -лучевую звезду резисторов. Поскольку для n -лучевой звезды все n проводимости являются величинами независимыми, то необходимое минимальное количество известных проводимостей полного n -угольника, которые позволяют определить проводимости звезды, также должно быть равно n . Достаточным условием является независимость проводимостей этих n ветвей, определяемая их соединением. В настоящей статье исследуются свойства (n,n) -графа, заданного n ветвями с независимыми проводимостями эквивалентного n -угольника резисторов. Обозначение « (n,k) -граф» соответствует графу с n вершинами и k ветвями, не имеющему петель и параллельных ветвей [4].

Проводимость $G_{ij}=G_{ji}$ ветви эквивалентного полного n -угольника, расположенной между узлами i и j , билинейным образом зависит от каждой проводимости луча звезды в соответствии с формулой преобразования n -лучевой звезды в эквивалентный полный n -угольник резисторов

The paper presents a proof of a topological theorem on the indispensable configuration of a complete n -polygon of resistors which consists of n branches with the known conductances and is equivalent to a n -ray star of resistors. A universal methods for determining conductances of an equivalent n -ray star is proposed.

Ключевые слова: эквивалентная трансформация, звезда n -лучей резисторов, полный n -угольник резисторов, (n,n) -граф ветвей, маршрут в (n,n) -графе

$$G_{ij} = \frac{G_i G_j}{G_\Sigma}, \quad G_\Sigma = \sum_1^n G_i, \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, n}, \quad i \neq j. \quad (1)$$

Решение обратной задачи, т. е. определение проводимостей n -лучевой звезды по значениям проводимостей эквивалентного n -угольника, может быть компактно записано через K -параметры в виде следующих шагов расчета:

$$K_i = \sqrt{\frac{G_{ia} G_{bc} \dots G_{if}}{G_{ab} G_{cd} \dots G_{ef}}}, \quad i = \overline{1, n}; \quad (2a)$$

$$K_\Sigma = \sum_1^n K_i; \quad (26)$$

$$G_i = K_\Sigma K_i, \quad i = \overline{1, n}, \quad (2b)$$

где $i-a-b-c-\dots-e-f-i$ — есть произвольный замкнутый путь (маршрут), содержащий нечетное количество ветвей, причем при обходе этого пути узлы и ветви могут повторяться.

Отметим, что в [1–3, 5] все проводимости n -угольника полагались известными, поэтому использовалась простейшая расчетная формула, являющаяся частным случаем (2a):

$$K_i = \sqrt{\frac{G_{ik} G_{mi}}{G_{km}}}, \quad i = \overline{1, n}, \quad k \neq m \neq i. \quad \text{Параметр } K_i \text{ получил название «постоянной } i\text{-го узла» [5].}$$

Доказательство алгоритма (2) обеспечивается путем подстановки в (2a) соответствующих выражений G_{ij} по (1):

$$K_i = \sqrt{\frac{G_i G_a}{G_\Sigma} \frac{G_\Sigma}{G_a G_b} \frac{G_b G_c}{G_\Sigma} \frac{G_\Sigma}{G_c G_d} \dots \frac{G_\Sigma}{G_e G_f} \frac{G_f G_i}{G_\Sigma}}, \quad i = \overline{1, n}.$$

Поскольку проводимости $G_j, j \neq i$ взаимно компенсируются, то имеем

$$K_i = G_i / \sqrt{G_\Sigma}, \quad i = \overline{1, n}. \quad (3)$$

Из (3) и (2b) получаем $K_\Sigma = \sqrt{G_\Sigma}$ и формулу (2c).

Таким образом, в полном n -угольнике сопротивлений, эквивалентном n -лучевой звезде рези-

сторов, расчет параметров K_i зависит только от четности количества ветвей замкнутого маршрута, опирающегося на узел i , а не от конфигурации его ветвей.

Отметим справедливость следующей зависимости между K -параметрами:

$$K_i K_j = G_{ij}, \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, n}, \quad i \neq j, \quad (4)$$

которая, как будет показано ниже, позволяет упростить расчеты. При $i=j$ формула (1) с учетом (3) преобразуется к виду: $G_{ii} = G_i^2 / G_\Sigma = K_i^2$. Поэтому расчетная проводимость G_{ii} определяется подкоренным выражением (2a), а формулы (2b) и (2c) сводятся к виду $G_i = \sum_{j=1}^{j=n} G_{ij}$, $i = \overline{1, n}$.

Перейдем к решению вопроса о том, какие конфигурации из n ветвей с заданными n проводимостями n -угольника обеспечивают их независимость.

Теорема. Необходимыми и достаточными условиями независимости некоторых n проводимостей ветвей полного n -угольника резисторов, эквивалентного n -лучевой звезде, являются, во-первых, инцидентность этих ветвей всем вершинам (узлам) n -угольника и, во-вторых, отсутствие в конфигурации ветвей контура с четным количеством ветвей.

Следствие 1. Конфигурация из n ветвей с независимыми проводимостями n -угольника всегда имеет только один контур с нечетным количеством ветвей.

Действительно, согласно топологической формуле Эйлера, для образования связанного графа с n вершинами требуется $n-1$ ветвь, формирующие $(n, n-1)$ -граф типа дерева. Добавление еще одной ветви с неизбежностью приводит к образованию контура.

Поэтому теорему независимости можно сформулировать иначе: (n, n) -граф, состоящий из n ветвей с независимыми проводимостями эквивалентного n -лучевой звезде n -угольника резисторов, должен иметь своим подграфом $(n, n-1)$ -граф типа дерева и контур с нечетным количеством ветвей.

Пример 1. Пусть $n=5$ и $G_{12}=0,12$, $G_{23}=0,6$, $G_{34}=1,4$, $G_{45}=2,52$, $G_{53}=1,8$ См — известные проводимости ветвей пятиугольника. Необходимо найти проводимости лучей эквивалентной пятилучевой звезды.

Решение. Замечаем, что ветви с проводимостями G_{12} , G_{23} , G_{34} , G_{45} принадлежат $(5,4)$ -графу типа цепи, который является графом-деревом, а контур из ветвей с проводимостями G_{34} , G_{45} , G_{53} содержит нечетное количество ветвей. Условия теоремы выполняются, поэтому заданные проводимости независимы.

По формулам (2) находим:

$$K_1 = \sqrt{\frac{G_{12} G_{34} G_{53} G_{21}}{G_{23} G_{45} G_{32}}} = 0,2, \quad K_2 = \sqrt{\frac{G_{23} G_{45} G_{32}}{G_{34} G_{53}}} = 0,6,$$

$$K_3 = \sqrt{\frac{G_{34} G_{53}}{G_{45}}} = 1, \quad K_4 = \sqrt{\frac{G_{45} G_{34}}{G_{53}}} = 1,4,$$

$$K_5 = \sqrt{\frac{G_{53} G_{45}}{G_{34}}} = 1,8,$$

$$K_\Sigma = 5 \text{ См}^{1/2}; \quad G_1 = 1, \quad G_2 = 3, \quad G_3 = 5, \quad G_4 = 7, \quad G_5 = 9 \text{ См}.$$

Данная теорема апеллирует к наглядным топологическим и, в частности, к геометрическим образам, поэтому имеет смысл говорить о ней, как о топологической теореме.

Доказательство. Необходимые условия теоремы доказываются исходя из зависимости проводимостей ветвей в контуре с четным их количеством. (n, n) -граф, у которого имеются изолированные вершины, всегда содержит контуры с четным числом ветвей. Действительно, если связный (k, k) -граф имеет независимые проводимости ветвей, то построенный на его основе путем добавления одного узла и одной ветви $(k+1, k+1)$ -граф имеет независимые проводимости, только если новая ветвь инцидентна новому узлу. Поскольку связность $(4,4)$ -графа следует непосредственно, то данное положение остается справедливым и для любого (n, n) -графа, где $n > 4$.

В (n, n) -графе, состоящем из n ветвей с независимыми проводимостями, с каждым узлом связан единственный замкнутый путь (маршрут), который содержит нечетное количество ветвей и полностью включает в себя нечетный контур. Поэтому, возможно использование формулы (2a). а значит, и расчет по (2б и 2в) искомых n проводимостей лучей звезды. Достаточное условие также доказано.

Следствие 2. Если подграфом (n, n) -графа является $(n, n-1)$ -граф типа веера, то n проводимостей его ветвей независимы.

Пример 2. Пусть $n=4$ и $G_{12}=2$, $G_{13}=3$, $G_{14}=4$, $G_{23}=6$ мСм — известные проводимости ветвей четырехугольника. Необходимо найти проводимости лучей эквивалентной четырехлучевой звезды.

Решение. По формулам (2) находим:

$$K_1 = \sqrt{\frac{G_{12} G_{31}}{G_{23}}} = 1, \quad K_2 = \sqrt{\frac{G_{23} G_{12}}{G_{31}}} = 2,$$

$$K_3 = \sqrt{\frac{G_{31} G_{23}}{G_{12}}} = 3, \quad K_4 = \sqrt{\frac{G_{41} G_{23} G_{14}}{G_{12} G_{31}}} = 4,$$

$$K_\Sigma = 10 \text{ мСм}^{1/2}, \quad G_1 = K_\Sigma K_1 = 10, \quad G_2 = K_\Sigma K_2 = 20,$$

$$G_3 = K_{\Sigma} R_3 = 30, \quad G_4 = K_{\Sigma} K_4 = 40 \text{ мСм.}$$

Следствие 3. Если (n, n) -граф с четным n является циклическим графом, то n проводимостей его ветвей зависимы.

Следствие 4. Если (n, n) -граф с нечетным n является циклическим графом, то n проводимостей его ветвей независимы.

Исходя из (4), получаем итерационную зависимость для K -параметров:

$$K_{i+1} = G_{i,i+1}/K_i, \quad i=1, n-1, \quad (5)$$

которую удобно использовать при расчетах циклических (n, n) -графов с нечетным n .

Пример 3. Пусть $n=5$ и $G_{12}=0,12$, $G_{23}=0,6$, $G_{34}=1,4$, $G_{45}=2,52$, $G_{51}=0,36$ См — известные проводимости ветвей пятиугольника. Необходимо найти проводимости лучей эквивалентной пятилучевой звезды.

Решение. По формулам (2а) и (5) находим:

$$K_1 = \sqrt{\frac{G_{12} G_{34} G_{51}}{G_{23} G_{45}}} = 0,2, \quad K_2 = G_{12}/K_1 = 0,6,$$

$$K_3 = G_{23}/K_2 = 1, \quad K_4 = G_{34}/K_3 = 1,4,$$

$$K_5 = G_{45}/K_4 = 1,8 \text{ См}^2.$$

Конечный результат совпадает с решением примера 1.

Сравнивая решение примера 3 с решением примера 1 убеждаемся в том, что использование (5) заметно уменьшает объем расчетов.

В заключение решим следующую задачу: известен (n, n) -граф, удовлетворяющий условиям теоремы; необходимо найти остальные $n(n-3)/2$ зависимые проводимости n -угольника непосредственно по характеристикам (n, n) -графа.

Проводимость G_{ij} произвольной ветви эквивалентного n -лучевой звезде n -угольника резисторов может быть получена по формуле

$$G_{ij} = \frac{G_{ia} G_{bc} \dots G_{jf}}{G_{ab} G_{cd} \dots G_{ef}}, \quad i \neq j, \quad (6)$$

где $i-a-b-c-d\dots e-f-j$ — произвольный маршрут с нечетным количеством ветвей и с повторяющимися при обходе узлами и ветвями.

Доказательство данной формулы проводится путем подстановки в левую и правую части (6) соответствующих значений из (1), приводящей (6) к тождеству.

Выражение (6) остается справедливым и при $i=j$, поскольку правая часть (6) соответствует подкоренному выражению (2а). Поэтому определение неизвестных проводимостей n -лучевой звезды по n известным независимым проводимостям эк-

вивалентного n -угольника возможно лишь с помощью (6) и выражения $G_i = \sum_{j=1}^{n-1} C_{ij}, \quad i=1, n$. Но при этом количество расчетных операций не будет оптимальным.

Отметим, что в [1] А.П. Новиковым сформулированы условия существования эквивалентной n -лучевой звезды через зависимость проводимостей в контурах n -угольника с четным количеством ветвей. Зависимость проводимостей четных контуров является частным случаем зависимости проводимостей замкнутого четного маршрута, выражаемого формулой (6).

Поэтому, если в произвольном полном n -угольнике резисторов выбрать (n, n) -граф, удовлетворяющий условиям теоремы, то в случае существования эквивалентной n -лучевой звезды остальные $n(n-3)/2$ проводимостей ветвей могут быть рассчитаны непосредственно по (6).

Действительно, для $n > 3$ в (n, n) -графе между любыми двумя несвязанными ветвью узлами всегда существует маршрут с нечетным количеством ветвей. Нечетный маршрут может быть использован при расчете по (6).

Пример 4. По исходным данным примера 1 рассчитаем пять неизвестных проводимостей пятиугольника.

Решение. По формуле (6) имеем:

$$G_{13} = \frac{G_{12} G_{34} G_{53}}{G_{23} G_{45}} = 0,2, \quad G_{14} = \frac{G_{12} G_{34}}{G_{23}} = 0,28,$$

$$G_{15} = \frac{G_{12} G_{35}}{G_{23}} = 0,36, \quad G_{24} = \frac{G_{23} G_{54}}{G_{35}} = 0,84,$$

$$G_{25} = \frac{G_{23} G_{45}}{G_{34}} = 1,08 \text{ См.}$$

Таким образом, использование маршрутов в (n, n) -графе позволяет свести условия существования для произвольного n -угольника резисторов эквивалентной n -лучевой звезды к оптимальному виду: если рассчитанные по (6) $n(n-3)/2$ проводимостей совпадают с заданными, то эквивалентная звезда существует. С другой стороны, для $n > 5$ рациональнее на основе (n, n) -графа по (2) рассчитать n проводимостей звезды, а по (1) — проводимости n -угольника. Если расчетные значения совпадут с заданными, то полученная звезда эквивалентна многоугольнику. Если из $n(n-3)/2$ проводимостей совпадут только m из них ($m \geq 1$), то вместо $n(n-1)/2$ -элементной схемы полного n -угольника можно исследовать эквивалентную $(n+1)$ -узловую схему, имеющую на m элементов меньше, чем исходная. Однако для выбранного (n, n) -графа некоторые дополняющие

n -лучевую звезду проводимости могут оказаться отрицательными [5, 6].

Очевидно, что все полученные выше результаты остаются справедливыми как для комплексных проводимостей $\underline{Y}_i = G_i + jB_i$, $\underline{Y}_{ij} = G_{ij} + jB_{ij}$, так и для операторного представления проводимостей $Y_i(p)$, $Y_{ij}(p)$, $i=1, n$, $j=1, n$, $i \neq j$, составляющих n -лучевую звезду и полный n -угольник линейных двухполюсных RLC -элементов. При взятии корня в (2а) удобно использовать выражения \underline{K}_i или $K_i(p)$, для которых $\operatorname{Re}[\underline{K}_i] \geq 0$ или $\operatorname{Re}[K_i(p)] \geq 0$, $i=1, n$.

Выводы. 1. Получена топологическая теорема, которая определяет условия независимости проводимостей произвольных n ветвей полного n -угольника резисторов, имеющего эквивалентную n -лучевую звезду резисторов, по их конфигурации.

2. Изложена универсальная методика расчета n неизвестных проводимостей n -лучевой звезды по n известным независимым проводимостям эквивалентного n -угольника резисторов на основе (n, n) -графа ветвей с известными проводимостями.

3. Установленная А.П. Новиковым зависимость проводимостей контура с четным числом ветвей обобщена на случай произвольных замкнутых путей (маршрутов) с четным числом ветвей.

4. Полученная методика расчетов имеет наглядную геометрическую интерпретацию и может

быть использована как в задачах структурной оптимизации схем, так и в задачах идентификации и диагностирования.

Благодарю В.В. Филаретова за ряд полезных замечаний и указание на работу А.П. Новикова [1], в которой впервые была решена задача определения проводимостей лучей звезды по значениям проводимостей эквивалентного многоугольника.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Новиков А.П. Преобразование электрического многоугольника в эквивалентную звезду. — Электричество, 1946, № 10.
- Казаков О.И. О возможности преобразования полного n -угольника резисторов в n -лучевую звезду. — Электричество, 1986, № 5.
- Багриновский А.Д., Казаков О.И. Два метода измерения параметров элементов электрических цепей. — В сб. научно-методических статей по электротехнике. — М.: 1989, вып. 12.
- Зыков А.А. Основы теории графов. — М.: Наука, 1987.
- Максимович Н.Г. Линейные электрические цепи и их преобразования. — М.—Л.: Госэнергоиздат, 1961.
- Нетушил А.В. Реальность и фантазия в теории электрических цепей. — Электричество, 1994, № 9.

{24.05.94}

Автор: Казаков Олег Игоревич окончил факультет гидравлики и систем управления Московского автомобильно-дорожного института в 1984 г. Директор фирмы «ОЛЕГ» (Москва).

Трансформаторы напряжения на кольцевых магнитопроводах ГАММАМЕТ®411

СТАРОДУБЦЕВ Ю.Н.

Приведены результаты эффективности использования нового магнитного материала ГАММАМЕТ®411 в качестве магнитопроводов трансформаторов в диапазоне частот 50—100000 Гц. рассчитаны зависимости мощности и температуры перегрева трансформаторов, а также рабочей индукции от частоты и размеров магнитопроводов. Показано, что новый магнитный материал ГАММАМЕТ®411 превосходит существующие магнитные материалы: ферриты, пермаллои и электрометаллические стали.

Ключевые слова: магнитный сплав, магнитопровод, трансформатор напряжения, мощность трансформатора

Кольцевые ленточные магнитопроводы ГАММАМЕТ®411 изготавливают на Начально-производственном предприятии «ГАММА» (г. Екате-

The paper considers the effectiveness of using a new magnetic material GAMMAMET®411 as a transformer core at the frequency range from 50 Hz to 100 kHz. The power of a transformer, its superheat temperature and the operating flux density are calculated subject to frequency and core size. It is shown that a new magnetic material GAMMAMET®411 excels the existing magnetic materials such as ferrite, permalloy and electrical steel.

Key words: magnetic alloy, core, potential transformer, power of transformer

ринбург) из быстрозакаленной ленты одноименного магнитного сплава на основе железа [1] (сокращенное наименование марки ГМ 411). Ме-

талическая лента имеет толщину 20–25 мкм.

В настоящей статье оцениваются возможности использования нового магнитного материала для магнитопроводов трансформаторов напряжения в сравнении с используемыми для этого традиционными магнитными материалами: ферритом 2000НМА, пермаллоем 79НМ (толщина 0,02 мм), электротехнической сталию 3425 (толщина 0,08 мм) и анизотропной электротехнической сталию 3406 (толщина 0,30 мм).

Технические условия на магнитопроводы из магнитного сплава ГМ 411 [2] гарантируют относительную начальную магнитную проницаемость не менее 50000, относительную максимальную магнитную проницаемость не менее 300000, магнитную индукцию при напряженности магнитного поля 800 А/м не менее 1,2 Тл и коэрцитивную силу не более 1,2 А/м. Сравнение типичных статических кривых намагничивания ГМ 411 с кривыми для традиционных магнитных материалов [3, 4] представлено на рис. 1, из которого следует, что магнитный сплав ГМ 411 имеет высокую магнитную проницаемость и низкую коэрцитивную силу, а магнитная индукция насыщения выше только в электротехнической стали.

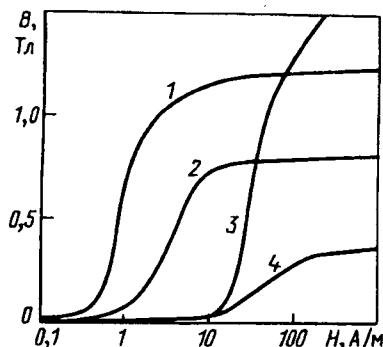


Рис. 1. Статические кривые намагничивания: 1 — ГМ 411; 2 — пермаллоем 79НМ (0,02 мм); 3 — электротехническая сталь 3425 (0,08 мм); 4 — феррит 2000НМА

Типичные зависимости удельных магнитных потерь от амплитуды индукции B_m для быстрозакаленного сплава ГМ 411 представлены на рис. 2 для ряда частот. Для сравнения там же приведены кривые для магнитных материалов, традиционно применяемых в соответствующих частотных поддиапазонах. Кривые для 2000НМА, 79НМ и 3425 построены по формулам, приведенным в табл. 1 [5], а для электротехнической стали 3406 зависимости взяты из справочника [6]. Из рис. 2 следует, что быстрозакаленный магнитный сплав ГМ 411 имеет наименьшие удельные магнитные потери по сравнению с традиционными магнитными материалами во всей области частот от 50 Гц до 100 кГц.

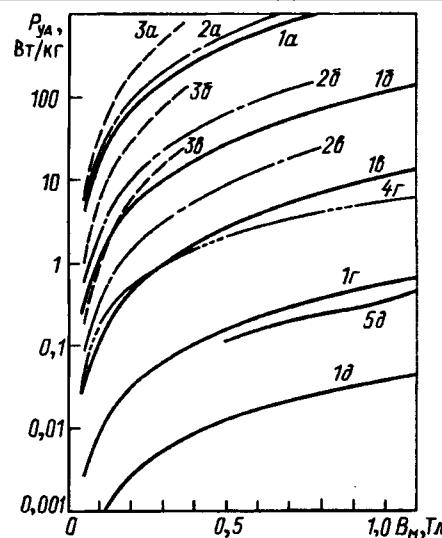


Рис. 2. Удельные магнитные потери $P_{уд}$ в зависимости от амплитуды индукции B_m в магнитных материалах: 1 — ГМ 411; 2 — пермаллоем 79НМ (0,02 мм); 3 — феррит 2000НМА; 4 — электротехническая сталь 3425 (0,08 мм); 5 — анизотропная электротехническая сталь 3406 (0,30 мм) для ряда частот: а — 100 кГц, б — 20 кГц, в — 5 кГц, г — 400 Гц, д — 50 Гц

Таблица 1

Магнитные материалы	B_{800} , А/м	$P_{уд}$, Вт/кг	γ , кг/м ³	k_3	k
ГМ 411	1,25	$(0,7 \cdot 10^{-5} f^{1,67} B_m^2)^*$ $(3,7 \cdot 10^{-4} f^{1,2} B_m^{1,75})^{**}$	7400	0,7	2
2000НМА	0,38	$(8,9 \cdot 10^{-3} f^{1,2} B_m^{2,4})^{***}$	4600	1	1,5
79НМ (0,02 мм)	0,80	$(2,2 \cdot 10^{-4} f^{1,4} B_m^2)^{***}$	8600	0,75	2
3425 (0,08 мм)	1,75	$(6,8 \cdot 10^{-4} f^{1,5} B_m^{1,8})^{***}$	7650	0,90	1,5

* 5 — 100 кГц; ** 50–5000 Гц; *** 1–30 кГц [5].

Высокие магнитная проницаемость и магнитная индукция насыщения, низкие коэрцитивная сила и удельные магнитные потери нового магнитного сплава ГМ 411 позволяют использовать его для изготовления магнитопроводов трансформаторов напряжения для широкой области частот.

Найдем связь удельных магнитных потерь с размерами кольцевого магнитопровода, используемого в трансформаторе. Тепловой поток, создаваемый потерями в магнитопроводе P_m и обмотках $P_{об}$ трансформатора, рассеивается в окружающее пространство. При естественном охлаждении трансформатор излучает мощность

$$P = P_m + P_{об} = \alpha \Delta T S_T, \quad (1)$$

где P — мощность излучения тепла, Вт, α — коэффициент теплоотдачи трансформатора, равный 12 Вт/(м²·с) [5]; ΔT — температура перегрева трансформатора по отношению к окружающей среде, °С; S_T — площадь поверхности трансформатора.

матора, м².

Для трансформатора, изготовленного из кольцевого магнитопровода,

$$S_t = k\pi (D_h + D_b) \left(h + \frac{D_h - D_b}{2} \right), \quad (2)$$

где D_h — наружный диаметр магнитопровода, м; D_b — внутренний диаметр магнитопровода, м; h — высота магнитопровода, м; k — коэффициент увеличения площади поверхности трансформатора по отношению к площади поверхности магнитопровода.

При оптимальном режиме работы трансформатора потери в магнитопроводе и обмотках примерно равны, $P_m \approx P_{об}$ [5], поэтому можно записать

$$P_m + P_{об} = 2P_{уд}m, \quad (3)$$

где $P_{уд}$ — удельные магнитные потери в магнитопроводе, Вт/кг; m — масса магнитопровода, кг, определяемая как

$$m = \gamma V k_3, \quad (4)$$

где γ — плотность материала магнитопровода, кг/м³, V — объем магнитопровода, м³; k_3 — коэффициент заполнения магнитопровода магнитным материалом, причем для кольцевого магнитопровода

$$V = \frac{\pi (D_h^2 - D_b^2)}{4} h. \quad (5)$$

Если соотношения (2)–(5) подставить в формулу (1), то получим

$$\frac{P_{уд}\gamma k_3}{\alpha \Delta T k} = \frac{2}{D_h - D_b} + \frac{1}{h}, \quad (6)$$

причем величина $(D_h - D_b)/2$ имеет значение толщины намотки кольцевого магнитопровода. Для магнитного сплава ГМ 411 значения $\gamma = 7400$ кг/м³, $k_3 = 0,7$, а коэффициент увеличения площади поверхности трансформатора можно принять равным двум ($k=2$), учитывая, что магнитопровод помещен в защитный пластмассовый каркас (см. табл. 1). Значение $k=2$ соответствует усредненной величине коэффициента, найденной для стандартного ряда магнитопроводов ГАММА-МЕТ (табл. 2).

Таблица 2

Магнитопровод $D_b/D_h - h$	m , кг	$S_m^* \cdot 10^{-5}$, м ²	$S_{ок} \cdot 10^4$, м ²	$S_t \cdot 10^4$, м ²	$l_{вит} \cdot 10^2$, м
14/20-10	0,008	2,1	1,54	28	2,6
15/25-10	0,016	3,5	1,77	38	4,4
20/32-10	0,025	4,2	3,14	52	4,4
28/45-10	0,05	6	6,16	85	4,8
40/64-10	0,1	8,4	12,6	144	5,7
40/64-20	0,2	16,8	12,6	209	8,1
40/64-30	0,3	25,2	12,6	274	10,1
110/150-20	0,85	28	86,4	653	9,5
140/200-35	2,9	73,5	154	1390	14,9

* с учетом коэффициента заполнения: $l_{вит}$ — средняя длина витка обмотки.

Соотношение (6) в координатах $\frac{2}{D_h - D_b}$ и $\frac{1}{h}$ представляет линии равных удельных магнитных потерь. На рис. 3 представлены указанные зависимости для трансформаторов из магнитного сплава ГМ 411 при температуре перегрева $\Delta T = 20^\circ\text{C}$. Штриховой линией отмечена область кольцевых магнитопроводов, имеющих $h \geq 5$ мм и толщину намотки $\frac{D_h - D_b}{2} \geq 2,5$ мм.

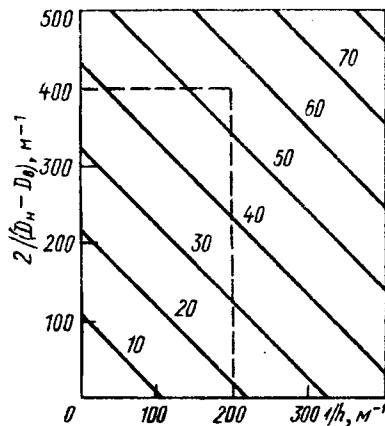


Рис. 3. Линии постоянных удельных магнитных потерь $P_{уд}$, Вт/кг (указано цифрами у кривых) для обратных величин толщины намотки $2/(D_h - D_b)$ и высоты $1/h$ кольцевого магнитопровода из магнитного сплава ГМ 411; температура перегрева трансформатора $\Delta T = 20^\circ\text{C}$

Из рис. 3 можно определить величину удельных магнитных потерь в магнитопроводе при допустимом перегреве трансформатора не более 20°C и заданных размерах кольцевого магнитопровода. Из рисунка также следует, что с увеличением размеров магнитопровода магнитный материал должен приниматься с более низкими удельными магнитными потерями, т.е. к нему предъявляются более жесткие требования по удельным магнитным потерям. Поскольку удельные магнитные потери $P_{уд}$ зависят от частоты (см. табл. 1), то в высокочастотной области, где $P_{уд}$ больше, эффективно можно использовать только магнитопроводы небольших размеров.

Аналогичные зависимости связи удельных магнитных потерь с размерами кольцевого магнитопровода можно построить для разных допустимых температур перегрева и для различных магнитных материалов. В табл. 1 приведены значения плотности γ , коэффициента заполнения k_3 и коэффициента увеличения площади трансформатора k для феррита 2000НМА, пермаллоя 79НМ (толщина 0,02 мм) и электротехнической стали 3425 (толщина 0,08 мм). При этом учтено, что магнитопроводы из феррита и электротехнической стали можно использовать без защитного каркаса ($k=1,5$).

Мощность трансформатора рассчитываем по

формуле

$$P_T = \sqrt{2} \pi f B_m S_m S_{ok} k_m j, \quad (7)$$

где P_T — мощность трансформатора, Вт; f — частота, Гц; B_m — амплитуда магнитной индукции, Тл; S_m — площадь сечения магнитопровода, м^2 ; S_{ok} — площадь окна магнитопровода, м^2 ; k_m — коэффициент заполнения окна магнитопровода медным проводом, причем $k_m = w S_{pr}/S_{ok}$, где S_{pr} — сечение провода, м^2 ; w — число витков в обмотке; j — плотность тока, $\text{A}/\text{м}^2$. Для расчета примем типичные значения $k_m = 0,1$ и $j = 3 \cdot 10^6 \text{ A}/\text{м}^2$. Параметры S_m и S_{ok} возьмем из табл. 2 для ряда магнитопроводов ГАММАМЕТ. Амплитуду рабочей индукции трансформатора B_m найдем из формулы (1) при заданной температуре перегрева ΔT , учитывая соотношение (3) и зависимость удельных магнитных потерь от частоты f и индукции B_m . Для магнитного сплава ГМ 411 в области частот 5—200 кГц (см. табл. 1) имеем

$$P_{ud} = 0,7 \cdot 10^{-5} f^{1,67} B_m^2, \quad (8)$$

поэтому

$$B_m = \left(\frac{\alpha \Delta T S_r}{1,4 \cdot 10^{-5} f^{1,67} m} \right)^{1/2}. \quad (9)$$

Если при расчете по формуле (9) получим $B_m > 1,1$ Тл, то в качестве рабочей индукции трансформатора принимаем величину $B_m = 1,1$ Тл, при этом температура перегрева трансформатора будет ниже заданной величины ΔT .

На рис. 4 представлены кривые зависимости мощности трансформатора от массы магнитопровода, изготовленного из магнитного сплава ГМ 411, при температуре перегрева $\Delta T \leq 20^\circ\text{C}$ для частот 50, 400, 1000, 5000, 20000 и

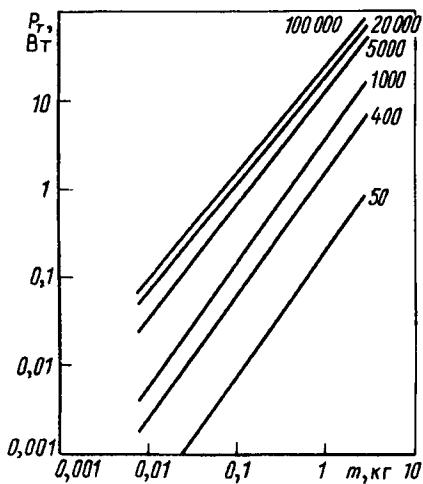


Рис. 4. Зависимость мощности трансформатора P_T от массы магнитопровода m , изготовленного из магнитного сплава ГМ 411, для разных частот, Гц (указано цифрами у кривых); температура перегрева трансформатора $\Delta T \leq 20^\circ\text{C}$, $j = 3 \cdot 10^6 \text{ A}/\text{м}^2$, $k_m = 0,1$

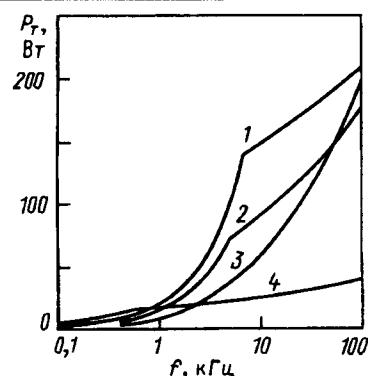


Рис. 5. Частотная зависимость мощности трансформатора P_T для кольцевого магнитопровода 20/32-10, изготовленного из: 1 — ГМ 411, 2 — пермаллоя 79НМ (0,02 мм), 3 — феррита 2000НМА, 4 — электротехнической стали 3425 (0,08 мм); температура перегрева $\Delta T \leq 20^\circ\text{C}$, $j = 3 \cdot 10^6 \text{ A}/\text{м}^2$, $k_m = 0,1$

100000 Гц. Приведенные зависимости позволяют оценить массу магнитопровода ГМ 441 для заданной мощности трансформатора и при температуре перегрева не более 20°C .

На рис. 5 приведены частотные зависимости мощности трансформатора для одного типоразмера магнитопровода 20/32-10 при температуре перегрева не более 20°C , плотности тока в обмотках $j = 3 \cdot 10^6 \text{ A}/\text{м}^2$ и коэффициенте заполнения окна магнитопровода медным проводом $k_m = 0,1$. В качестве материала магнитопровода были выбраны быстрозакаленный магнитный сплав ГМ 411 (1), пермаллои 79НМ (2), феррит 2000НМА (3) и электротехническая сталь 3425 (4). Формулы для расчета удельных магнитных потерь в этих материалах приведены в табл. 1. Из рис. 5 следует, что практически во всей области частот мощность трансформатора с магнитопроводом из ГМ 411 выше, чем при традиционных магнитных материалах. Исключение составляет электротехническая сталь 3425 при частоте менее 800 Гц. В ней большая величина мощности достигается за счет более высокой ра-

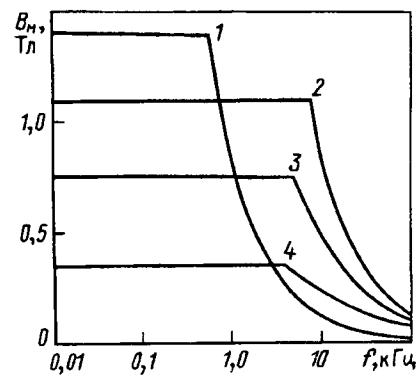


Рис. 6. Частотная зависимость амплитуды рабочей индукции трансформатора из кольцевого магнитопровода 20/32-10, изготовленного из: 1 — электротехнической стали 3425 (0,08 мм), 2 — ГМ 411, 3 — пермаллоя 79НМ (0,02 мм), 4 — феррита 2000НМА; температура перегрева трансформатора $\Delta T \leq 20^\circ\text{C}$, $j = 3 \cdot 10^6 \text{ A}/\text{м}^2$, $k_m = 0,1$

бочей индукции в этой области частот. Это следует из рис. 6, на котором представлены частотные зависимости амплитуды рабочей индукции соответствующих трансформаторов.

Несмотря на большую мощность трансформаторов из электротехнической стали при частоте менее 800 Гц, они обладают худшими характеристиками по току и потерям холостого хода по сравнению с трансформаторами на ГМ 411 (см. рис. 1 и 2). Так, сплав ГМ 411 имеет на порядок ниже удельные магнитные потери и более чем в 20 раз ниже коэрцитивную силу по сравнению с электротехнической сталью 3425.

Если трансформатор работает при максимально допустимой рабочей индукции ($B_m = 1,1$ Тл для ГМ 411 и $B_m = 1,4$ Тл для 3425), то температура перегрева трансформатора из нового магнитного материала будет на порядок ниже, чем температура трансформаторов из электротехнической стали. Это следует из рис. 7, на котором представлены частотные зависимости температуры перегрева трансформаторов, работающих при предельно допустимой рабочей индукции, для ряда типоразмеров. Кроме того, из рис. 7 видно, что температура перегрева растет с увеличением размеров магнитопровода. Если же ограничить температуру перегрева, например величиной $\Delta T \leq 20^\circ\text{C}$, то при выполнении указанного условия по температуре перегрева амплитуда магнитной индукции в трансформаторе должна снижаться с увеличением размеров магнитопровода (см. рис. 8). Эти результаты согласуются с выводами, полученными из рис. 3, а именно при изготовлении крупных магнитопроводов предъявляются более жесткие требова-

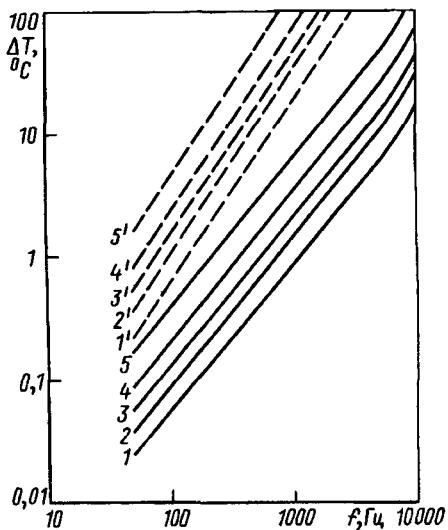


Рис. 7. Частотная зависимость температуры перегрева трансформаторов, изготовленных из кольцевого магнитопровода: 1 — 14/20-10, 2 — 20/32-10, 3 — 40/64-10, 4 — 40/64-30, 5 — 140/200-35 для магнитного сплава ГМ 411 (1—5) с амплитудой рабочей индукции $B_m = 1,1$ Тл и электротехнической стали 3425 (1'—5') с амплитудой рабочей индукции $B_m = 1,4$ Тл

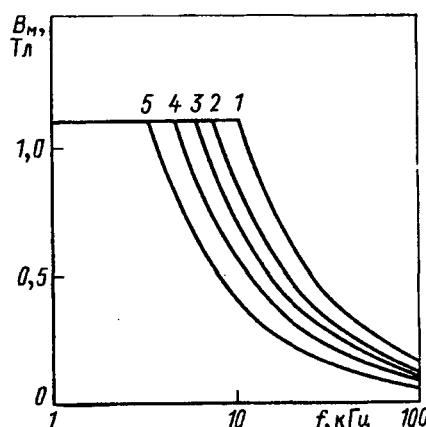


Рис. 8. Частотная зависимость амплитуды рабочей индукции трансформаторов, изготовленных из кольцевого магнитопровода ГМ 411: 1 — 14/20-10; 2 — 20/32-10; 3 — 40/64-10; 4 — 40/64-30, 5 — 140/200-35; температура перегрева трансформатора $\Delta T \leq 20^\circ\text{C}$, $j = 3 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$, $k_M = 0,1$

ния к величине удельных магнитных потерь.

Таким образом, новый магнитный материал ГАММАМЕТ® 411 превосходит существующие аналоги при использовании его в качестве магнитопроводов трансформаторов напряжения в широкой области частот: 50 Гц до 100 кГц. Очевидно, что магнитный сплав ГМ 411 в наибольшей степени реализует свои потенциальные возможности в той области частот, в которой рабочая индукция в трансформаторе достигает предельно допустимой величины $B_m = 1,1$ Тл. Это соответствует области частот от 1 до 20 кГц — в зависимости от размеров магнитопроводов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Патент России № 2009258 / Кейлин В.И., Белозеров В.Я., Стародубцев Ю.Н. — Опубл. Б.И., 1994, № 5.
- ТУ 494К-АО32-002-92 «Магнитопроводы ленточные кольцевые из магнитного сплава ГАММАМЕТ 411».
- ГОСТ 10160-75 Сплавы прецизионные магнитно-мягкие. Технические условия.
- ГОСТ 21427.4-78 Лента стальная электротехническая холоднокатаная анизотропная. Технические условия.
- Русин Ю.С., Гликман И.Я., Горский А.Н. Электромагнитные элементы радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1991.
- Холоднокатаные электротехнические стали. Справочник под ред. Б.В. Молотилова. — М.: Металлургия, 1989.

[01.11.94]

Автор: Стародубцев Юрий Николаевич в 1973 г. окончил физический факультет Уральского государственного университета. В 1980 г. защитил кандидатскую диссертацию в Институте физики металлов АН СССР по теме «Исследование влияния размеров и состояния поверхности кристаллов в сплаве Fe-3%Si на доменную структуру и магнитные потери». Главный технолог Научно-производственного предприятия «Гамма», Екатеринбург.

Применение конформного преобразования плоскостей для расчета сил, действующих на линейные токи и многоугольные поверхности

ЦИЦИКЯН Г.Н.

Конформным отображением с преобразованием многоугольной границы в вещественную ось получены простые расчетные выражения для сил взаимодействия (на единицу длины) линейного проводника с полубесконечной магнитно-непроницаемой пластиной, а также для сил взаимодействия при расположении линейных проводников с током непосредственно на гранях магнитно-проницаемых поверхностей.

Ключевые слова: линейные проводники, магнитно-проницаемые поверхности, силы взаимодействия, конформные отображения, расчеты

Примеры применения конформного преобразования для расчета сил, действующих на линейные токи вблизи многоугольных граничных поверхностей, даны в [1 и 2]. По причинам, о которых будет сказано ниже, эти примеры следует дополнить. Как в [1 и 2], будем пользоваться готовыми рекомендациями по конформному преобразованию многоугольных границ плоскости z на вещественную ось плоскости ζ , детально изложенными в [3].

Вместе с тем следует отметить, что в работе [4] приведены конечные результаты расчетов по определению сил, действующих на линейные токи вблизи пластины с $\mu=0$ ($y \rightarrow \infty$), с указанием о применении так называемого прямого метода расчета напряженности, т. е. непосредственного расчета с исключением этапов определения потенциала [5]. Этот метод предполагает наличие некоторой априорной информации о той же картине поля и нахождение особенных точек, в которых напряженность поля равна нулю или бесконечности. Упоминаемые в [4] трудности, связанные с интегрированием квадрата индукции вдоль идеализированных границ, во многих случаях вполне преодолимы, если следовать рекомендациям и конкретным примерам, имеющимся, например, в [6, 7].

Целесообразность рассмотрения первого примера вытекает из геометрии системы, данной в [1], в которой поле ограничено двухгранным углом и грани проводящего массива простираются на бесконечно большие расстояния как в положительном направлении оси x , так и в отрицательном направлении оси y . С целью оценки роли удаленного края грани, плоскость которой параллельна оси y , заменим двухгранный угол полубесконечной магнитно-непроницаемой пластиной исчезающее малой толщины (рис. 1). Для сравнения на рис. 1 след. плоскости грани указаны

Simple expressions for calculating interaction forces per length unit of a linear conductor and semi-infinite magnetic-impermeable plate as well for calculating forces in case of linear conductors being placed directly on the faces of magnetic-permeable surfaces are obtained by conformal mapping with transformation of multangular boundary into real axis.

Ключевые слова: линейные проводники, магнитно-проницаемые поверхности, силы взаимодействия, конформные отображения, расчеты

штриховой линией. Хотя изменение геометрии (рис. 1) и приводит к нулевому взаимодействию по оси x , но дает возможность в наибольшей степени оценить влияние геометрии задачи на силы по оси y .

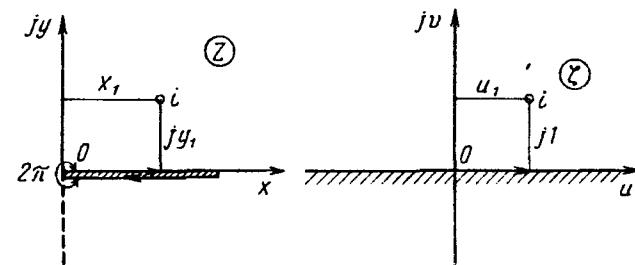


Рис. 1. К расчету силы взаимодействия линейного тока и магнитно-непроницаемой полубесконечной пластины (плоскость z преобразования в верхнюю полуплоскость ζ ; указаны координаты соответствующих точек на плоскости)

Для одного внутреннего угла (рис. 1) с вершиной в нулевой точке уравнение Шварца—Кристоффеля имеет вид

$$\frac{dz}{d\zeta} = S \zeta. \quad (1)$$

Интегрирование дает

$$z = \frac{1}{2} S \zeta^2. \quad (2)$$

Постоянная интегрирования равна нулю в силу выбора соответствующих точек $z=0$, $\zeta=0$.

Подстановка $z=x_1+jy_1$ и $\zeta=u_1+jv_1$ в уравнение (2) приводит к простым соотношениям:

$$y_1 = Su_1, \quad x_1 = \frac{1}{2} S(u_1^2 - 1). \quad (3)$$

Приняв $q_1=x_1/y_1$, из (3) получим уравнение относительно u_1 , решение которого равно

$$u_1 = q_1 + \sqrt{q_1^2 + 1}. \quad (4)$$

Знак плюс выбран по следующим соображениям. В (2) при $z=x\pm j0 \geq 0$ и $S>0$, так как $\zeta^2 \geq 0$, а при принятом условии $y_1>0$ из (3) вытекает, что и $u_1>0$. Поэтому из двух знаков перед радикалом в выражении (4) сохранен только знак плюс. Следовательно, при $x_1 \geq 0$ имеем $u_1 \geq 1$, а при $x_1 < 0$ величина $u_1 < 1$, и $u_1 \rightarrow 0$ при $x_1 \rightarrow -\infty$.

Потенциал в верхней половине плоскости ζ

$$u_1 = \frac{i}{2\pi} \ln \frac{\zeta - u_1 + j}{\zeta - u_1 - j}. \quad (5)$$

Как и ранее [1, 2 и 8], будем величинам приписывать индекс 1, если рассматривается случай с $\mu=0$ ($y \rightarrow \infty$), и индекс 2 при $\mu=\infty$. Силу на единицу длины вдоль оси Z элемента пластины dx можно найти по выражению

$$(f_y)_1 dx = -\frac{1}{2} \mu_0 (H^2 dx|_{x+j0} - H^2 dx|_{x-j0}). \quad (6)$$

Так как

$$H^2 dx|_{x \pm j0} = \left| \frac{dw_1}{d\zeta} \frac{dz}{d\zeta} \right|^2 dx|_{x \pm j0}, \quad (7)$$

а элемент $dx|_{x \pm j0} = \pm dz$, то с учетом (1), (5)–(7) находим

$$H^2 dx|_{x \pm j0} = \frac{i^2}{\pi^2 S} \frac{(\pm 1)}{[(\zeta - u_1)^2 + 1]^2 b} d\zeta$$

и

$$(f_y)_1 = \int_0^\infty (f_y')_1 dx = -\frac{\mu_0 i^2}{2\pi^2 S} \int_{-\infty}^\infty \frac{d\zeta}{(\zeta - u_1)^2 + 1} \zeta. \quad (8)$$

Подынтегральное выражение имеет простой полюс в точке $\zeta=0$ и полюсы второго порядка в точках $u_1 \pm j$. Однако при выборе контура интегрирования так, как на рис. 2, внутри этого контура остается лишь полюс $u_1 + j$. Так как полюс на контуре интегрирования дает половинный вклад [6, 7] независимо от направления обхода

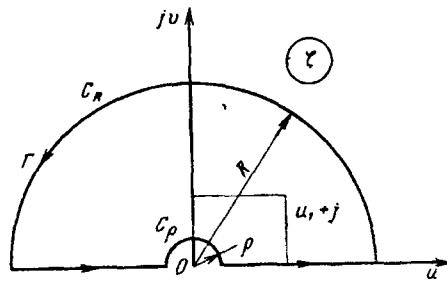


Рис. 2. Контур интегрирования Γ для вычисления интеграла (8): C_R и C_P — окружности достаточно большого и достаточно малого радиусов R и ρ

(в нашем варианте он остается вне контура), при $R \rightarrow \infty$ и $\rho \rightarrow 0$ должно быть

$$\int_{-\infty}^\infty \varphi(\zeta) d\zeta = 2\pi j \operatorname{res} \varphi(\zeta)|_{\zeta=u_1+j} + \pi j \operatorname{res} \varphi(\zeta)|_{\zeta=0},$$

где $\varphi(\zeta)$ — подынтегральная функция в (8).

Результат вычисления вычетов по известным правилам приводит к простому выражению для записанного интеграла:

$$\pi \frac{u_1(u_1^2 + 3)}{2(u_1^2 + 1)^2}.$$

Поэтому с учетом (3) сила, действующая на пластину, равна

$$(f_y)_1 = -\frac{\mu_0 i^2}{4\pi y_1} \frac{u_1^2(u_1^2 + 3)}{(u_1^2 + 1)^2}. \quad (9)$$

Такая же сила, но с обратным знаком действует на единицу длины линейного тока i . По отношению $|(f_y)_1|/f_y$, где $f_y = \mu_0 i^2 (4\pi y_1)^{-1}$ можно построить кривую безразмерной зависимости сил от $q_1 = x_1/y_1$, используя выражение (4) для u_1 .

Из (9) непосредственно следует, что при $u_1=0$ имеем $(f_y)_1=0$, а при $u_1=1$ — $(f_y)_1=-f_y$. На рис. 3 показана кривая 1, построенная согласно (9), и для сравнения приведена кривая 2, соответствующая двухгренному углу [8]. Кривые для $q_1 \geq 0$ мало отличаются друг от друга, однако при $q_1 < 0$ кривая 1 спадает к нулю относительно быстрее.

Из выражений [1], отвечающих случаю магнитно-проницаемого двухгреннного угла, небезынтересно оценить ситуации, когда линейный ток

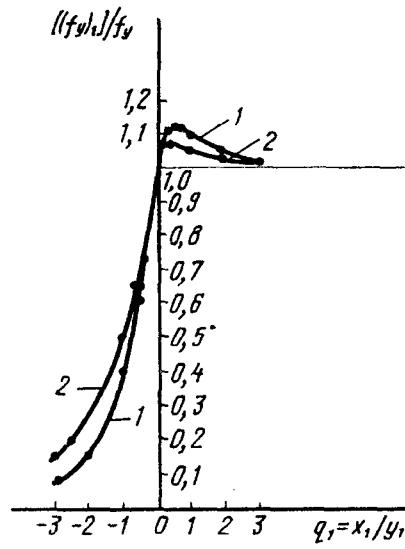


Рис. 3. Кривые зависимостей $|(f_y)_1|/f_y$ от q_1 для магнитно-непроницаемых пластины 1 и двухгреннного угла 2

протекает на поверхности одного из граней этого угла. При линейном токе внутри двухгранных углов (рис. 4, а) (соответствует рис. 1 [1]), сила $(f_x)_2$, действующая на линейный ток, в соответствии с формулой (3) [1] при условии, что ток i заменен на $i/2$, равна

$$(f_x)_2 = -\frac{\mu_0 i^2}{8\pi x_1}. \quad (10)$$

Для случая на рис. 4, б результат можно получить из формулы (27) [1] путем предельного перехода при $q_1 \rightarrow \infty$. Опуская несущественные подробности, найдем силу при том же условии, что и для (10):

$$(f_x)_2 = \frac{\mu_0 i^2}{24\pi x_1}. \quad (11)$$

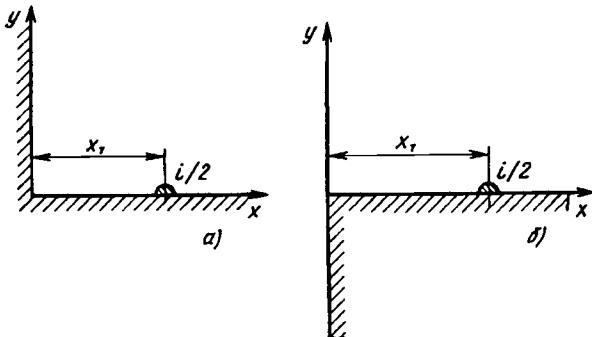


Рис. 4. Линейный ток на поверхности двухгранных углов с бесконечно большой магнитной проницаемостью для вариантов а и б

Как видно, силы направлены в разные стороны и отличаются ровно в 3 раза. Сила, определяемая формулой (10), действует по направлению к вершине угла, а сила (11) — по направлению от вершины, что отвечает и физическим представлениям. Если (10) увеличить в 2 раза, то получим формулу для силы взаимодействия тока i и бесконечной плоской поверхности с бесконечно большой магнитной проницаемостью.

Для решения вопроса о силе взаимодействия линейного тока, протекающего симметрично относительно пластины конечной ширины, как важного для практики случая, рассмотрим геометрию задачи на рис. 5. Картина поля вне заштрихованной области будет повторять собой картину поля для линейного тока i , расположенного симметрично относительно исчезающей тонкой пластины конечной ширины $2y_2$. Линейный ток на расстоянии x_1 от основания выступа отображается в точку $c > 1$ на вещественной оси плоскости ζ . Для данного примера уравнение Шварца—Кристоффеля имеет вид

$$\frac{dz}{d\zeta} = S(\zeta - 1)^{-1/2}(\zeta + 1)^{-1/2}\zeta. \quad (12)$$

После интегрирования имеем

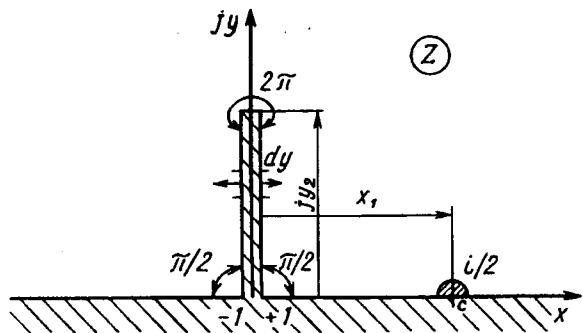


Рис. 5. Линейный ток на поверхности магнитно-проницаемой границы с пластинчатым выступом (обозначения ± 1 и c отвечают соответствующие точки на вещественной оси плоскости ζ)

$$z = S(\zeta^2 - 1)^{1/2}. \quad (13)$$

Постоянная интегрирования равна нулю в силу выбора соответствующих точек $z = \pm 0$, $\zeta = \pm 1$. Заметим, что в данном случае сила, действующая на элемент пластинчатого выступа dy , определяется на основании следующего выражения:

$$(f_x')dy = \frac{\mu_0}{2} \left\{ H^2 j dz \Big|_{x=+0+jy} - H^2 (-j dz) \Big|_{x=-0+jy} \right\}. \quad (14)$$

Из (13), полагая $\zeta = 0$ и $z = jy_2$, получаем $S = y_2$; полагая $z = x_1$ и $\zeta = c$, найдем

$$c = \sqrt{\left(\frac{x_1}{y_2}\right)^2 + 1}. \quad (15)$$

Так как потенциал на плоскости ζ равен

$$u_2 = -\frac{i}{2\pi} \ln(\zeta - c), \quad (16)$$

то с учетом (12) найдем:

$$H^2 j dz \Big|_{x=\pm 0+jy} = \frac{i^2}{4\pi^2 y_2} j \frac{|(\zeta^2 - 1)^{1/2}|^2 \zeta}{(\zeta - c)^2 |\zeta|^2 (\zeta^2 - 1)^{1/2}} d\zeta,$$

где для $+0$: $0 < \zeta < 1$, а для -0 : $-1 < \zeta < 0$.

Принимая во внимание, что

$$(\zeta^2 - 1)^{1/2} = |(\zeta^2 - 1)^{1/2}| j;$$

$$|(\zeta^2 - 1)^{1/2}|^2 = (\zeta^2 - 1)^{1/2} |(\zeta^2 - 1)^{1/2}| (-j),$$

для силы, действующей на пластинчатый выступ, окончательно получаем:

$$(f_x)_2 = \frac{\mu_0 i^2}{8\pi^2 y_2} (-j) \int_{-1}^{+1} \frac{(\zeta^2 - 1)^{1/2}}{(\zeta - c)^2 \zeta} d\zeta. \quad (17)$$

Осуществляя разрез, как показано на рис. 6, и учитывая, что простой полюс в точке $\zeta = 0$ обходится по полуокружностям в одном направлении, но на верхнем и нижнем берегах разреза, где $(\zeta^2 - 1)^{1/2}$ меняет знак, получаем

$$\int_{-1}^{+1} \frac{(\zeta^2 - 1)^{1/2}}{(\zeta - c)^2 \zeta} d\zeta = \pi j \operatorname{res} \varphi(\zeta) \Big|_{\zeta=c},$$

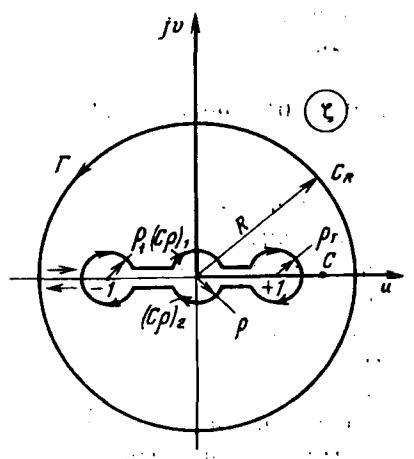


Рис. 6. Контур интегрирования Γ с разрезом для вычисления интеграла (17): C_{ρ_1}, C_{ρ_2} — полуокружности радиуса ρ для обхода точки 0 на верхнем и нижнем берегах разреза; ρ_1 — радиус окружностей для обхода точек ветвления ($R \rightarrow \infty, \rho$ и $\rho_1 \rightarrow 0$)

где $\varphi(\zeta)^{-1}$ — подынтегральная функция.

Так как вычет в точке $\zeta=c$ равен

$$c^{-2}(c^2 - 1)^{-1/2},$$

то для силы из выражения (17) следует

$$(f_x)_2 = \frac{\mu_0 i^2}{8\pi x_1} \frac{1}{(x_1/y_2)^2 + 1}, \quad (18)$$

где учтено (15).

Сила, действующая на всю пластину, должна быть увеличена вдвое по сравнению с величиной, определяемой (18).

На линейный ток i , следовательно, действует сила, определяемая выражением

$$-2(f_x)_2 = -\frac{\mu_0 i^2}{4\pi x_1} \frac{1}{(x_1/y_2)^2 + 1}. \quad (19)$$

При бесконечном увеличении y_2 выражение (19) переходит в общезвестное. С увеличением x_1 выражение (19) стремится к нулю как x_1^{-3} .

Следующим примером автор устраняет несоответствие в связи с поведением кривых для соотношений сил по оси u в ситуации рис. 2, приведенного в [2]. Действительно, при $x_1 \rightarrow +0$ и $y_1 \rightarrow y_2$ ($q_0 = \frac{y_2}{y_1} \rightarrow 1$), т. е. при приближении линейного проводника с током i к вершине выступа сила $(f_y)_1$ должна бесконечно возрастать, в то время как соответствующая кривая (рис. 5 из [2]), остается всюду конечной. Указанное несоответствие проистекает от допущенной ошибки в выборе знака в уравнении (16) в статье [2] перед первым членом в фигурных скобках.

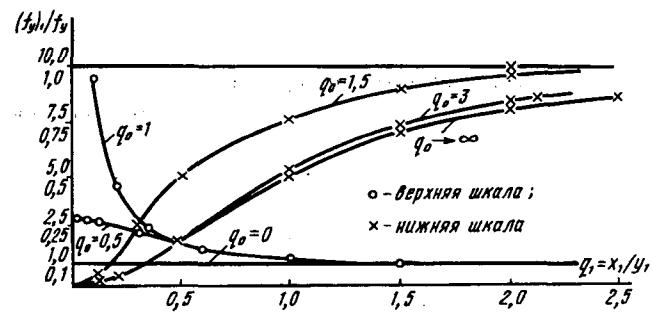


Рис. 7. Кривые $(f_y)_1/f_y$ — коррекция рис. 5 из [2]

Изменение знака на противоположный и проведенные расчеты позволили установить правильный ход зависимостей

$$(f_y)_1/f_y, f_y = -\mu_0 i^2 / 4\pi y_1,$$

которые и представлены на рис. 7. В пользу выбора противоположного знака говорит и таблица аргументов для $(\zeta-a)$, $(\zeta+a)$, $(\zeta-a)^{1/2} \times (\zeta+a)^{1/2}$ (рис. 8).

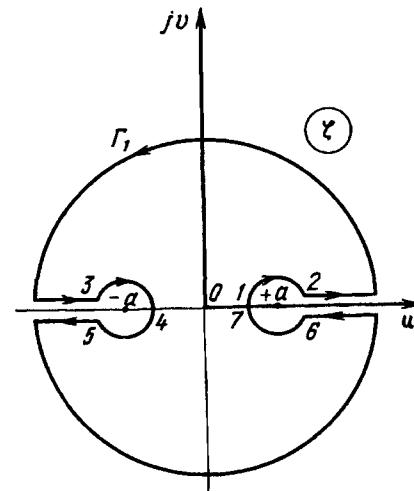


Рис. 8. Контур Γ_1 для вычисления силы $(f_y)_1$ [2]

На рис. 8 повторена картина разрезов рис. 3, б для контура Γ_1 [2]. В дополнение к этому пронумерованы характерные точки, принадлежащие контуру обхода 1—7. Поскольку аргумент $(\zeta-a)$ в точке 1 определяется поворотом вектора по часовой стрелке, то в этой точке имеем аргумент $+\pi$, а для $(\zeta+a)$ аргумент остается таким же, как на нижнем береге разреза в точке 6 и равным 2π , а не нулю, как это было выбрано прежде.

Подробности изменения аргументов в точках 1—7 характеризует таблица.

Номера точек	Значение аргументов		
	$\zeta - a$	$\zeta + a$	$(\zeta - a)^{1/2} (\zeta + a)^{1/2}$
1	π	2π	$3\pi/2$
2	0	2π	π
3	π	3π	2π
4	π	2π	$3\pi/2$
5	π	π	π
6	2π	2π	2π
7	π	2π	$3\pi/2$

Выводы. Получены простые расчетные выражения для сил, действующих на линейные токи вблизи многоугольных поверхностей. Возможности конформного преобразования не исчерпываются приведенными примерами — могут быть рассмотрены и более сложные случаи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Цицикян Г.Н., Меркурьев В.Г. Электромагнитные характеристики провода с током вблизи массива. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1983, № 2.
2. Цицикян Г.Н. Силы, действующие на контур с током

вблизи полосы конечной ширины. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1984, № 3.

3. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей / Пер. с англ. — М.: Энергия, 1970.

4. Сегель А.М. Расчет взаимодействия шин, линейных проводов и экранов с учетом эффекта близости. — Электротехничество, 1993, № 1.

5. Сочнев А.Я. Расчет напряженности поля прямым методом. — Л.: Энергоатомиздат, 1984.

6. Лаврентьев М.А., Шабат Б.В. Методы теории функций комплексного переменного — М.: Наука, 1973.

7. Арфкен Г. Математические методы в физике / Пер. с англ. — М.: Атомиздат, 1970.

8. Кузнецов И.Ф., Цицикян Г.Н. Электродинамические усилия в токоведущих частях электрических аппаратов и токопроводах. — Л.: Энергоатомиздат, 1989.

[28.09.04]

Автор: Цицикян Георгий Николаевич окончил Ереванский политехнический институт в 1963 г. В 1989 г. в Ленинградском электротехническом институте защитил докторскую диссертацию по специальности «Электротехнические комплексы и системы». Начальник отдела ЦНИИ судовой электротехники и технологии, Санкт-Петербург.

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.

Работы СИГРЭ в области электромагнитной совместимости

ЖЕЛЕЗКО Ю.С.

Описана структура ИК 36 СИГРЭ и области деятельности рабочих групп. Дан краткий обзор работ, опубликованных комитетом в журнале «Электра» за весь период деятельности, докладов, представленных на сессии СИГРЭ в 1992 и 1994 гг., и вопросов, на которыми рабочие группы работают в настоящее время.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, СИГРЭ, обзор

The paper considers the structure of SC 36 SIGRE and fields of activities of its working groups. A brief review of papers published by SC 36 in «Electra» for all the period its activity and of reports presented at SIGRE session in 1992 and 1994 as well as questions which are under consideration by working groups at present, are given.

Key words: electromagnetic compatibility, SIGRE, review

Работы в данной области проводит Исследовательский комитет № 36 (ИК) «Электромагнитная совместимость электроэнергетических систем», официально сформулированной областью деятельности которого является «анализ всех типов электромагнитных воздействий от высоковольтных электроэнергетических систем (включая нагрузки), исследование и развитие методов обеспечения электромагнитной совместимости оборудования как внутри самих электроэнергетических систем, так и их совместимости с системами радио- и телекоммуникации, металлическими объектами, распределительными и низковольтными сетями, электронным оборудованием, подземными металлическими объектами и биологическими системами».

В настоящее время ИК 36 включает в себя пять рабочих групп:

РГ 36.01. Аспекты электромагнитной совместимости (ЭМС), связанные с короной, электрическими и магнитными полями

РГ 36.02. ЭМС телекоммуникационных линий, низковольтных сетей и металлических объектов

РГ 36.04. ЭМС внутри электростанций и подстанций

РГ 36.05. Качество электроэнергии

РГ 36.06. Электрические, магнитные поля и здоровье.

В 1994 г. прежнее название комитета «Влияния» изменено на настоящее, РГ 36.03 расформирована и ее задачи включены в сферу деятельности РГ 36.02. Рабочая группа 36.05 представляет собой орган двух международных организаций и имеет общее наименование WG ССО2 (рабочая группа СИГРЭ—СИРЭД 02), являясь второй объединенной рабочей группой этих организаций.

Новое название комитета более современно в части привязки к проблеме ЭМС, однако может неправильно пониматься как ЭМС электроэнергетических систем (ЭЭС) между собой. На самом

деле рассматриваются проблемы ЭМС ЭЭС с другими объектами. Поэтому английское название «Power System Electromagnetic Compatibility» по смыслу более соответствует русскому «Проблемы ЭМС, связанные с электроэнергетическими системами».

Рабочие группы ИК 36 имеют следующие официальные сформулированные области деятельности.

РГ 36.01. Изучение электромагнитного влияния, производимого короной, искровыми разрядами и мощным электронным оборудованием в системах передачи высокого напряжения, анализ методов уменьшения влияния, описание электрических и магнитных полей в системах постоянного и переменного тока, оценка методов управления полями.

РГ 36.02. Изучение опасных и искажающих воздействий систем электропередачи на цепи связи, низковольтные сети и металлические объекты, обусловленные их индуктивными, емкостными и резистивными взаимосвязями, изучение явления коррозии подземных металлических объектов, вызываемой токами в земле, взаимодействие с другими объектами с аналогичными полями.

РГ 36.04. Внутриобъектные проблемы ЭМС на электроэнергетических объектах, изучение характеристик различных типов влияния, воздействующего на цепи управления и защиты, а также на вспомогательное оборудование, анализ методов ослабления воздействий, изучение характеристик помехоустойчивости оборудования.

РГ 36.05. Изучение низковольтных помех (гармоники, фликер, несимметрия и провалы напряжения), вызываемых самими электроэнергетическими объектами. Методы расчета и изменения соответствующих параметров. Оценка предельных значений этих параметров и соответствующих вероятностей. Взаимодействие с организациями, работающими в этой области.

РГ 36.06. Сбор информации, касающейся вли-

яния электрических и магнитных полей на здоровье, подготовка обзоров на эту тему, разработка информационных документов для членов СИГРЭ, организация стендовых сессий, семинаров и т. п.

Исследовательский комитет 36 работает в тесном сотрудничестве с международными организациями, работа которых связана с проблемой ЭМС:

Международная электротехническая комиссия (IEC);

Европейская комиссия по стандартизации в области электротехники (CENELEC);

Международный консультативный комитет по телефонии и телеметрии (CCITT);

Международная конференция по распределению энергии (CIRED);

Институт электротехники и электроники (IEEE);

Международная ассоциация по радиационной защите (IRPA);

Международный союз производителей и распределителей электроэнергии (UNIPEDE);

Международный союз электротермии (UIE).

Основные результаты деятельности комитетов СИГРЭ отражаются в следующих типах публикаций:

статьи в журнале «Электра» (имеют сквозную нумерацию, начиная с первого номера, изданного в 1967 г.);

брошюры, представляющие собой материалы, систематизирующие результаты исследований по конкретным вопросам (имеют сквозную нумерацию независимо от разработавшего их комитета);

доклады на сессиях СИГРЭ, проводимых один раз в 2 года;

материалы симпозиумов и коллоквиумов, организуемых по мере надобности одним или несколькими комитетами по определенной проблеме.

На настоящий момент рабочими группами ИК 36 опубликованы следующие материалы.

Рабочая группа 36.01 издала три брошюры: «Воздействие от короны, возникающей на электроэнергетических объектах» (брошюра № 20, 1974 г.); «Электрические и магнитные поля линий электропередачи» (брошюра № 21, 1980 г.); «Передача электроэнергии и окружающая среда: поля, шумы и влияния» (брошюра № 74, 1993 г.). Разработка последней брошюры связана с возросшим вниманием различных общественных организаций к проблемам окружающей среды, что привело к трудностям получения коридоров для новых линий электропередачи. Брошюра предназначена для персонала общественных и юридических организаций (юристов, городских властей, медиков и т. п.) и объясняет на понятном

для этой категории лиц языке характер влияния полей на человека и другие объекты. Ее издание преследует цель рассеять возникшие в последнее время на почве незнания страхи в отношении якобы чрезмерно опасного влияния электроэнергетических объектов на здоровье людей.

В настоящее время РГ 36.01 работает над характеристиками электрических и магнитных полей вблизи электроэнергетических объектов, экспозицией обслуживающего персонала и населения в этих полях, оценкой магнитных полей от кабельных линий электропередачи. Разрабатывается также современный вариант брошюры № 20, 1974 г.

Рабочая группа 36.02 опубликовала четыре статьи в журнале «Электра»: «Статистические данные по однофазным коротким замыканиям на землю на линиях с заземленной нейтралью» (№ 91, 1983 г.); «Результаты международного обзора по правилам, ограничивающим влияние линий высокого напряжения на металлические провода» (№ 110, 1987 г.); «Защита линий связи от мешающего влияния линий электропередачи. Новые директивы МККТТ» (№ 130, 1990 г.); «Результаты опроса по влиянию оборудования электроэнергетических систем на линии связи» (№ 138, 1991 г.).

В настоящее время группа работает над определением допустимых напряжений на линиях связи в отношении как безопасности персонала, так и сохранения в работе оборудования; вопросами влияния коммутаций на линиях электропередачи на цифровые телекоммуникационные системы; подготовкой к изданию Руководства по влиянию линий электропередачи на трубопроводы (заключительный этап); подготовкой публикации в «Электре» результатов опроса 18 стран по программному обеспечению, используемому для расчета влияния линий электропередачи на линии связи и трубопроводы; подготовкой вопросника в части обобщения опыта стран по прогнозированию влияния новых линий электропередачи на линии связи при проектировании; методы измерения сопротивления опор на линиях с заземленными тросами.

Рабочая группа 36.04 подготовила пока единственную публикацию: доклад «Анализ проблем ЭМС вспомогательного оборудования в электроустановках во время грозовых явлений и коммутационных операций» (№ 36—202) на сессии СИГРЭ в 1992 г.

В настоящее время группа работает над разработкой руководства по ЭМС на электроэнергетических объектах; подготовкой статьи в «Электре» по вопросу электромагнитной обстановки на электроэнергетических объектах; изучением проблемы ЭМС в части быстрых переходных про-

цессов.

Рабочая группа 36.05 за время своей работы опубликовала пять статей в журнале «Электра» и один доклад на сессии СИГРЭ: «Гармоники, характеристические параметры, методы изучения, оценка существующих величин в сетях» (№ 77, 1981 г.); «Оборудование, генерирующее гармоники, и условия подключения его к питающей сети» (№ 123, 1989 г.); «Измерительные трансформаторы и приборы для измерений гармоник» (№ 124, 1989 г.); «Присоединение оборудования, генерирующего гармоники (в особенности преобразователей), к электрическим сетям переменного тока высокого напряжения. Часть 1. Руководство по ограничению влияния гармоник» (№ 149, 1993 г.); Часть 2. Руководство по ограничению влияния гармоник на линии связи» (№ 159, 1995 г.); Доклад № 36-203 на сессии СИГРЭ в 1992 г. «Оценка качества напряжения в части гармоник, фликера и несимметрии».

В настоящее время группа работает над завершением работы по составлению «Руководства по оценке импеданса сетей на частотах высших гармонических», подготовкой обзорных статей в журнале «Электра»: «Новые технологии снижения провалов напряжения и кратковременных перерывов питания», «Переходные процессы при коммутациях конденсаторных батарей», «Оценка искажений, вносимых в сеть конкретным потребителем»; совместно с ТК 77 МЭК — над вопросами присоединения искажающих нагрузок к системам среднего и высокого напряжения и пересмотра публикации МЭК 1000-4-7 «Руководство по измерению гармоник и интергармоник в электрических сетях и присоединенном к ним оборудовании».

Рабочая группа 36.06, сформированная в 1992 г., опубликовала в журнале «Электра» одну статью «Состояние исследований по влиянию электрических и магнитных полей промышленной частоты на репродукционную функцию человека» (№ 153, 1994 г.).

В настоящее время группа работает над разработкой заявления по вопросам влияния электромагнитных полей на возникновение онкологических заболеваний; оценкой риска заболевания; изучением влияния полей на детей и взрослых; оценкой реальных воздействий; подготовкой заявления по вопросам нейтробиогигиального и нейроэндокринного влияния электромагнитных полей.

Сессии СИГРЭ. Обсуждение проблем на сессиях СИГРЭ проводится в рамках так называемых дискуссионных групп. За 2 года до сессии формируются предпочтительные темы. Доклады принимаются только при условии четкого соответствия предпочтительным темпам. Они могут

представляться от имени комитета или от имени любых авторов, даже не являющихся членами СИГРЭ.

На сессии 1992 г. обсуждение докладов на дискуссионной группе 36 велось по следующим предпочтительным темам.

1. Характеристики установившихся и переходных параметров электромагнитной среды вблизи электроэнергетических объектов и их измерения.

2. Методы снижения искажений от систем электроснабжения и потребительских установок.

3. Проблемы ЭМС устройств защиты и систем управления электроустановками, включая распределенные управляющие системы.

В дискуссии по первой теме отмечалось, что методы измерения и расчета электрических и магнитных полей в настоящее время хорошо проработаны и описаны в нескольких публикациях. Хорошо описано и влияние полей на проводящие объекты.

В последние 10 лет внимание привлечено к возможному вредному влиянию полей на здоровье людей при их длительном пребывании в этих полях. Мгновенные последствия от тока, текущего через тело, известны, и в этой части имеются соответствующие нормы. Последствия длительного воздействия исследуются с помощью эпидемиологических обследований населения, проживающего вблизи электроэнергетических объектов, и персонала, обслуживающего эти объекты. Важным же техническим аспектом такого подхода являются данные об уровнях напряженности полей в различных точках пространства вокруг электроустановок и времени пребывания в нем населения и персонала (экспозиция).

В докладе 36-101 «Влияние пыли на восприятие человеком электрических полей промышленной частоты: теоретические и экспериментальные исследования» (Египет) исследуется влияние различных видов пыли на электрическое поле и потенциал тела. Теоретические исследования подтверждены измерениями и исследованиями на модели.

В докладе 36-102 «Оценка уровней электромагнитных полей на рабочих местах персонала, обслуживающего установки сверхвысокого напряжения» (СССР) представлены результаты измерений параметров электрического и магнитного поля на поверхности тела рабочего, выполняющего работы в непосредственной близости от линии электропередачи сверхвысокого напряжения.

В докладе 36-103 «Простой метод оценки магнитных полей трехфазных систем» (Швеция) изложен простой метод расчета магнитных полей промышленной частоты. Метод основан на представлении трехфазной системы в виде двойного диполя, применим только к симметричным системам и относится к полям на некотором рас-

стоянии от линии.

Вопросам влияния электрических и магнитных полей на здоровье человека было посвящено также специальное пленарное заседание «Электрические и магнитные поля и здоровье». На заседании было заслушано и обсуждено пять докладов.

1. Доклад 2-01 «Некоторые характеристики электрических и магнитных полей на промышленных частотах» (Бельгия).

2. Доклад 2-02 «Оценка экспозиции при пребывании человека в электрических и магнитных полях промышленной частоты» (США).

3. Доклад 2-03 «Лабораторные изучения онкологических заболеваний, вызываемых пребыванием в электрических и магнитных полях промышленной частоты» (Австралия).

4. Доклад 2-04 «Клинические и эпидемиологические исследования влияния экспозиции человека в электрических и магнитных полях на здоровье» (США).

5. Доклад 2-05 «Руководства и стандарты по экспозиции человека в электрических и магнитных полях промышленной частоты» (Великобритания).

В докладах и последовавшей дискуссии были обсуждены количественные характеристики полей, результаты обследований населения и лабораторных экспериментов. В последнем докладе дан способы анализа требований и норм, применяемых в различных странах.

Общий вывод дискуссии — увеличения частоты онкологических заболеваний у населения, проживающего в непосредственной близости от электроэнергетических объектов, по сравнению с общей выборкой населения не наблюдается. У персонала, обслуживающего установки, частота таких заболеваний несколько выше обычного уровня. Тем не менее, имеющиеся данные не позволяют сделать однозначных выводов о степени опасности влияния электрических и магнитных полей на здоровье человека. Различаются подходы к решению этого вопроса в разных странах и, как следствие, применяемые нормы. Различен и статус документов, устанавливающих эти нормы (стандарты, указания министерств, рекомендации институтов и т. п.).

Ясно выражается желание иметь единые нормы, основанные на хорошем знании предметов. Рабочая группа Директората Комиссии Европейского сообщества (DG 5) подготавливает в настоящее время директивы по допустимому пребыванию человека в различных средах, включая магнитные поля. Эти директивы рассматриваются как один из исходных материалов для работы вновь созданного ТК-111 СЕНЭЛЕК, ответственного за разработку стандартов в области влияния электромагнитных полей на человека. Из докладов, представленных по второй предпочтительной теме, шесть непосредственно посвящены качеству

электроэнергии. Эта проблема требует тесного сотрудничества специалистов энергосистем и потребителей электроэнергии.

В последнее время электроэнергия все в большей степени рассматривается как продукт, качество которого должны предъявляться определенные требования. Число источников искажений, подключаемых к сетям, постоянно возрастает в связи с возникновением новых технологических процессов. Качество электроэнергии при этом ухудшается. В то же время растет и число электроприемников, чувствительных к искажениям.

В докладах затронуты все виды кондуктивных низкочастотных помех (гармоники, несимметрия, фликер, провалы напряжения). Лишь один доклад рассматривает другой аспект влияния ВЛ: № 36-201 «Опыт снижения коррозии заглубленных металлических объектов вблизи электродов линии СВН постоянного тока» (Швеция, Финляндия). Доклад рассматривает влияние не искажений, а собственно токов ВЛ, поэтому его отношение к теме весьма относительно.

В докладе 36-202 «Обзор уровней гармоник и фликера в электроэнергетической системе» (Бразилия) описаны применяемые в стране методики и техника измерений высших гармоник и фликера, результаты измерений, программы расчетов и нормы, принятые в Бразилии.

Доклад 36-203 «Оценка качества электроэнергии по показателям высших гармонических, фликера и несимметрии», представленный от имени РГ.36.05, содержит основные требования к методам измерения гармоник, обратной последовательности и фликера, способам статистической обработки результатов измерений и оценки соответствия качества нормам.

В докладе 36-204 «Технические и оперативные мероприятия по снижению влияния дуговых сталеплавильных печей большой мощности» (Италия) рассмотрена проблема фликера от дуговых сталеплавильных печей (ДСП) большой мощности. В последние годы на севере Италии установлен ряд таких печей. Приведены результаты измерения фликера и дан сопоставительный анализ эффективности различных технических решений по его снижению.

Доклад 36-205 «Высшие гармоники в электрических сетях Франции» (Франция) посвящен проблеме роста гармоник в сетях Франции из-за увеличения числа искажающих электроприемников в коммунально-бытовых сетях. Приведены результаты измерений на 60 подстанциях ВН/СН. Сделан вывод о том, что через несколько лет уровни гармоник превзойдут нормы, если не будут предприняты меры по их снижению.

В докладе 36-206 «Положение с провалами напряжения и меры по его улучшению в Японии»

(Япония) приведены результаты измерений провалов напряжения. На основе большого числа испытаний дается обзор чувствительности к этому типу помех различных типов электроприемников. Предлагаются пути решения проблемы.

Доклад 36-207 «Устройство балансирования тяговой нагрузки железнодорожного туннеля через Ла-Манш» (Франция—Англия) посвящен проблеме электроснабжения железной дороги, проложенной в туннеле через канал. Наблюдается сильная несимметрия напряжений и большой уровень высших гармоник. Нормы на искажения более строгие в Англии, и поэтому на этой стороне туннеля требуется установка симметрирующих устройств и фильтров высших гармоник.

По этой теме было наибольшее число выступивших в дискуссии. Практически все выступления были посвящены кондуктивным низкочастотным помехам, т. е. помехам, распространяемым по сетям питания. Большинство выступлений посвящено развитию традиционных вопросов; методика и техника измерения помех; данные о фактических уровнях помех и динамике их изменения; разработка обоснованных норм на помехи в сетях; определение допустимого вклада каждого потребителя в общий уровень помех; сопоставление эффективности различных технических средств подавления помех и методики выбора их параметров.

Вместе с тем, возрастает интерес к принципам технической политики, проводимой с целью обеспечения ЭМС в эксплуатируемых сетях. В нашей стране, как известно, одним из инструментов такой политики являются скидки и надбавки к тарифу за качество электроэнергии, предусматривающие санкции к виновнику его ухудшения, установленные до 1994 г. в Прейскуранте № 09-01 «Тарифы на электрическую и тепловую энергию», а с 1994 г. — в «Инструкции о порядке расчетов за электрическую и тепловую энергию».

Виновника ухудшения качества определяют на основе сравнения фактического вклада потребителя в уровень искажений в точке присоединения к сети энергосистемы с допустимым вкладом, записанным в договор на пользование электроэнергией (действующие в этой области Правила см. в журнале «Промышленная энергетика». 1991, № 8).

Проблема локализации источника помех — одна из актуальных проблем, которая исследуется многими авторами за рубежом, поэтому с интересом было заслушано сообщение на эту тему автора данной статьи об опыте ее решения в нашей стране, включая и ее нормативно-техническое обеспечение.

По третьей теме представлено два доклада. В докладе 36-301 «Токи, наводимые геомагнитными полями в электроэнергетической системе северных стран, и их влияние на оборудование, управление в защиту» (Финляндия, Швеция) опи-

сан опыт этих стран по исследованию влияния геомагнитных помех на различные компоненты систем электроснабжения. Проведен сопоставительный анализ результатов с полученными в других странах (в основном в Северной Америке). Подчеркнуто, что последствия влияния этих помех в Северной Америке более заметны.

Основной интерес вызвало явление насыщения в трансформаторах (как силовых, так и измерительных) с соответствующей генерацией гармоник и повышенным дребезгом реле. Проанализировано влияние конструкции оборудования на характеристики восприимчивости и меры по его ослаблению. Приведена теоретическая модель для расчета токов, наводимых геомагнитными полями.

В докладе 36-302 «Анализ проблем ЭМС вспомогательного оборудования электроустановок, обусловленных молнией и коммутациями» (Италия, Нидерланды) дан обзор последних достижений в выявлении основных характеристик помех, возникающих из-за ударов молнии и коммутаций. Анализируется первичное явление и механизм воздействия на вспомогательное оборудование и системы. Сопоставляются различные методы подавления вместе с критериями защиты (экранирование, заземление и т. п.).

Для дискуссионной группы 36 на сессии 1994 г. были сформулированы следующие три предпочтительные темы (они сохранены и на сессию 1996 г.).

- Характеристики восприятия живыми организмами электрических и магнитных полей и влияние проектирования на уровни полей.

- Влияние переходных явлений в электроэнергетических системах на системы телекоммуникации и электронное оборудование.

- Качество напряжения: методики оценки параметров, эффективность методов улучшения, уровни эмиссии помех от каждой искажающей нагрузки, влияние характеристик сети.

По первой теме было представлено шесть докладов, пять из которых посвящены характеристике восприятия живыми организмами электрических и магнитных полей и один (36-101) — влиянию конструкции фаз на уровни полей.

В докладе 36-101 «Оптимальное расположение фазных проводов на воздушных линиях из условия минимизации магнитного поля» (Греция) приведены полученные расчетным путем напряженности магнитного поля на различном расстоянии от линии при разных вариантах расположения фазных проводов на двухцепных и двух одноцепных линиях на примере передач 420 кВ. Для каждого случая рекомендованы оптимальные варианты.

В докладе 36-102 «Изменения напряженности магнитных полей в районах жилых домов в мно-

голетнем разрезе» (Австралия) выявлены и описаны различные источники магнитных полей и на основе измерений оценены их напряженности.

Аналогичные измерения в сетях Англии на местах работы обслуживающего персонала описаны в докладе 36-105 «Источники напряженности магнитных полей промышленной частоты в Англии».

В докладе 36-103 «Оценка доз воздействия магнитных полей, полученных персоналом, эксплуатирующим линии передачи» приведены результаты многолетних исследований, проведенных в Южной Африке. Аналогичные оценки, сделанные французскими специалистами, приведены в докладе 36-106 «Воздействие магнитных полей промышленной частоты при работе под напряжением».

В докладе 36-104 «Воздействие магнитных полей вблизи электрических сетей Финляндии» приводятся результаты исследований, основанных на компьютерном моделировании ситуаций. Результаты исследований использованы при изучении риска возникновения онкологических заболеваний в Финляндии.

По второй теме представлены два доклада.

В докладе 36-201 «Экспериментальное определение эквипотенциальных зон в жилых и промышленных зонах при коротких замыканиях на линиях электропередачи» (Румыния) рассмотрены вопросы повышения потенциала в линиях связи при коротких замыканиях на землю на линиях электропередачи.

В докладе 36-202 «Сопоставление влияния коммутационных операций, ударов молнии и коротких замыканий на подстанциях высокого напряжения» (США) дана характеристика источников электромагнитного влияния на подстанциях. Показано, что существующее программное обеспечение позволяет рассчитать перенапряжения от перечисленных причин. На основании этого могут быть сделаны более обоснованные выводы о необходимости экранирования и трассировки кабелей на подстанциях.

По третьей теме представлено шесть докладов.

В докладе 36-301 «Прогнозирование нарушений электроснабжения, вызванного питающими сетями с помощью программного комплекса КАЛИФ» (Франция) описывается упомянутый комплекс, позволяющий рассчитать характеристики провалов напряжения (глубину, длительность и частоту) для различной интенсивности грозовой деятельности.

В докладе 36-302 «Нарушения, вызываемые включениями мощных автотрансформаторов» (Бразилия) описаны результаты измерений и расчетов на ЭВМ уровней высших гармоник, вносимых в сети 525 кВ и 230 кВ при подключении трансформаторов. Рекомендована процедура включения, позволяющая минимизировать всплеск тока.

В докладе 36-303 «Влияние высших гармоник в системе Австрии, результаты измерений и расчетов» (Австрия) рассмотрены вопросы подключения новых потребителей — источников гармоник в сеть и их влияние на общий уровень искажений в сети.

Методика определения допустимого уровня генерации гармоник в сеть конкретным потребителем описана в докладе 36-304 «Присоединение мощных нелинейных нагрузок к сетям общего назначения с существующим уровнем искажений» (Южная Африка), в которой развивается подход, предложенный А. Робертом на сессии 1992 г.

Аналогичные проблемы, но в аспекте колебаний напряжения (фликер) рассмотрены в докладе 36-305 «Современный опыт присоединения мощных дуговых сталеплавильных печей к сетям с учетом вызываемого ими фликера» (Бельгия).

В докладе 36-306 «Показатели искажения качества электроэнергии, поставляемой потребителям» (Румыния) рассматриваются проблемы установления объективных показателей, характеризующих искажения. Этот вопрос можно считать «вечной» проблемой. К ней исследователи возвращаются на протяжении последних 50 лет.

Заключение. 1. Предпочтительные темы, обсуждавшиеся на дискуссионных группах ИК 36 в 1992—1994 гг. хорошо отражают три основных проблемы, которым посвящена деятельность комитета:

влияние электрических и магнитных полей на живые организмы и внешние по отношению к электроэнергетике объекты;

совместимость внутристанционного оборудования;

качество поставляемой электроэнергии.

Эти три темы, незначительно изменяясь в редакции, были предпочтительными на сессиях 1992 и 1994 гг., они рекомендованы и на сессию 1996 г.

2. В настоящее время практически все рабочие группы ИК 36 подготовили ряд полезных документов, которые в ближайший год будут изданы.

3. Полученные в рамках работы по линии ИК 36 материалы и информация позволяют ускорить создание отечественных нормативных документов в области ЭМС подстанционного оборудования и качества электроэнергии в сетях.

Автор: Железко Юрий Станиславович окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института в 1970 г. В 1975 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Оптимальный выбор компенсирующих устройств и средств повышения качества электроэнергии в электрических сетях» в Институте электродинамики (Киев). Руководитель лаборатории режимов электрических сетей Научно-исследовательского института электроэнергетики.

Хроника

Межвузовская научно-техническая конференция «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем»

(21–23 июня 1995 г., Чебоксары)

Конференция проходила в Чувашском государственном университете. Работало 5 секций:

Секция 1. Теория нелинейных дискретных систем (руководители — проф. А.А. Афанасьев, проф. Б.М. Шамриков).

Секция 2. Цифровая регистрация и обработка сигналов (руководители — проф. В.Г. Миронов, доц. В.М. Шевцов).

Секция 3. Интеллектуальные операционные среды и системы имитационного моделирования дискретных процессов (руководитель — доц. В.И. Антонов).

Секция 4. Преобразовательная техника (руководитель — проф. Г.А. Белов).

Секция 5. Дискретные электротехнические системы (руководитель — проф. А.Д. Поздеев).

Было заслушано 59 устных докладов от имени 102 авторов. Среди докладчиков — преподаватели, научные сотрудники и аспиранты 15 вузов и организаций из 14 городов России (Москвы, Санкт-Петербурга, Воронежа, Казани, Нижнего Новгорода, Новомосковска, Перми, Пензы, Петрозаводска, Саратова, Саранска, Томска, Чебоксар, Ярославля).

Конференция констатирует, что обсужденные научно-технические проблемы являются актуальными. Однако, несмотря на значительный задел, созданный в области теории нелинейных дискретных систем, в настоящее время отсутствует ясное представление об общих свойствах динамики нелинейных дискретных систем, о характере возможных в них установившихся движений и структуре их пространства состояний. Растет отставание нашей страны от развитых государств в области разработки и внедрения цифровых процессоров обработки сигналов, а также систем обработки сигналов в реальном времени. Отсутствие финансирования, возрастающая разобщенность, распад многих научных коллективов, значительное уменьшение выпуска научной литературы, трудности в проведении научно-технических конференций и ряд других факторов существенно

снизили интенсивность и результативность научных исследований в области динамики нелинейных дискретных систем. В то же время многие научные коллективы вузов успешно продолжают эти исследования, о чём, в частности, свидетельствует их активное участие в данной конференции.

Отмечая высокий уровень представленных докладов и организации работы, конференция приняла следующие решения:

1. Считать, что дальнейшая разработка проблем динамики нелинейных дискретных систем играет важнейшую роль в современной электротехнике, автоматике, полупроводниковой преобразовательной технике, цифровых системах обработки информации и других областях.

2. Обратиться в Государственный комитет Российской Федерации по высшему образованию с предложением о формировании научно-технической программы «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем», которая могла бы объединить условия научных коллективов вузов и активизировать их работу в указанной области.

3. В целях сохранения научных школ и содействия подготовке научных кадров считать целесообразным регулярное проведение научно-технических конференций «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем», преобразовав ее во всероссийскую с целью более широкого привлечения специалистов НИИ, КБ и промышленности.

4. Опубликовать рекомендованные секциями доклады данной конференции в журнале «Вестник Чувашского университета».

5. Провести очередную конференцию «Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем» в июне 1997 г.

*Кураков Л.П.,
председатель Оргкомитета,
президент-ректор ЧГУ*

Памяти Юрия Леонидовича Мукосеева (1905—1976)

(К 90-летию со дня рождения)

Выдающемуся энергетику, доктору технических наук, профессору, основателю и заведующему кафедрой «Электроснабжение промышленных предприятий» Горьковского политехнического института (ныне — Нижегородский государственный технический университет) Юрию Леонидовичу Мукосееву в этом году исполнилось бы 90 лет.

Имя Ю.Л. Мукосеева широко известно в России, странах ближнего и дальнего зарубежья. Его теоретическое наследие, представляющее значительный вклад в становление и развитие науки об электроснабжении, до сих пор актуально. Основные положения его научно-технических идей и сейчас используются при постановке и решении задач проектирования и эксплуатации, а также при проведении исследований в системах электроснабжения предприятий различных отраслей промышленности.

Ю.Л. Мукосеев родился в 1905 г. в семье нижегородского врача. В 1929 г. он успешно закончил Нижегородский университет и некоторое время работал на одном из сормовских заводов. Талант Юрия Леонидовича; высококвалифицированного инженера-электрика, глубоко и всесторонне знающего дело проектирования, монтажа и эксплуатации, полностью раскрылся во время его работы в проектно-монтажном управлении треста «Верхневолгоэлектромонтаж» и Горьковском отделении института «Электропроект».

Во время Великой Отечественной войны Юрий Леонидович участвовал в восстановлении Горьковского автозавода. В дальнейшем под его непосредственным руководством выполнены проекты электроснабжения многих промышленных предприятий и строек не только в нашей



стране, но и за рубежом, в том числе в Индии и Египте.

Научные публикации Ю.Л. Мукосеева теснейшим образом связаны с насущными проблемами промышленного электроснабжения. В 1951 г. опубликовано первое издание его книги по электроснабжению промышленных предприятий, которая была переведена на английский, венгерский и китайский языки. В 1959 г. вышла исключительная по своему содержанию монография «Распределение переменного тока в токопроводах», в которой впервые на высоком теоретическом уровне были доказаны преимущества многоамперных комплектных шинопроводов. Она стала основой кандидатской диссертации ученого.

С 1962 г. Ю.Л. Мукосеев — профессор Горьковского политехнического института, а с 1964 г. — заведующий созданной по его инициативе кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий и городов», которая стала первой в Волго-Вятском регионе выпускать специалистов с высшим образованием энергетического профиля. Как педагог Юрий Леонидович внес большой вклад в станов-

ление и развитие специальности «Электроснабжение», опубликовав в 1973 г. учебник «Электроснабжение промышленных предприятий», являющийся до сих пор одним из лучших для студентов высших учебных заведений. Эта книга вот уже многие годы является также и справочником для инженеров по многим вопросам электрических нагрузок, промышленных распределительных сетей и шинопроводов. В 1974 г. этот учебник был представлен в качестве докторской диссертации, успешно защищенной Ю.Л. Мукосеевым.

Огромная эрудиция, большой жизненный опыт, разносторонние и глубокие знания, принципиальность, доброжелательность и личное обаяние снискали Юрию Леонидовичу всеобщее уважение и авторитет. Благодаря ему на кафедре в то время сложился крепкий творческий коллектив научных сотрудников, аспирантов и преподавателей — энтузиастов совершенствования систем электроснабжения. Развитие этого направления продолжается сегодня учениками Ю.Л. Мукосеева, среди которых четыре доктора наук и более десяти кандидатов.

Ю.Л. Мукосеев был активным общественным деятелем — председателем Научно-методической комиссии Минвуза СССР, членом комиссии по электрическим нагрузкам, членом научно-технических советов при Госкомитете по науке и технике и Минмонтажспецстрое бессменным заместителем председателя Областного правления НТОЭ и Э, членом Совета по защите диссертаций. Скоропостижная смерть в 1976 г. не позволила Юрию Леонидовичу осуществить многие творческие замыслы. Память о нем мы сохраним навсегда.

Коллеги и ученики

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 — **Макаршин Б.Д.**

Секция электроэнергетики

Мамиконянц Л.Г., председатель секции (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), **Гельфанд Я.С.** (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), **Ершевич В.В.** (Проектный и научно-исследовательский институт «Энергосетьпроект», Москва), **Митюшкин К.Г.** (Всероссийский научно-исследовательский институт электроэнергетики, Москва), **Морозкин В.П.** (Московский энергетический институт), **Семенов В.А.** (Центральное диспетчерское управление Единой энергетической системы России), **Стров 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.** (Министерство науки и технической политики России), **Костенко М.В.** (Санкт-Петербургский государственный технический университет), **Лизунов С.Д.** (Московский электрозвод).

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.** (Всероссийский 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.**