

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1979



• ЭНЕРГИЯ •

6

КОММУНИЗМ — ЭТО ЕСТЬ СОВЕТСКАЯ ВЛАСТЬ
ПЛЮС ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ВСЕЙ СТРАНЫ (Ленин)

ЖУРНАЛ
ОСНОВАН
в 1880 г.

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА
СССР ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКИ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

МОСКВА

6
1979
ИЮНЬ

ЭНЕРГИЯ

Развитие теории электрических машин и трансформаторов в трудах Г. Н. Петрова

(К 80-летию со дня рождения ученого)

ИВАНОВ-СМОЛЕНСКИЙ А. В., КОПЫЛОВ И. П., ТИХОМИРОВ П. М.

Георгий Николаевич Петров родился 5 мая 1899 г. близ Москвы. В 1924 г. он окончил электротехнический факультет Московского высшего технического училища, уже работая к этому времени в научно-исследовательском институте ГЭЭИ (ныне Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина).

Первые научные работы, выполненные Г. Н. Петровым в 1923—1925 гг. под руководством акад. К. И. Шенфера, посвящены исследованию электромагнитных процессов в асинхронных машинах на основе аналитической теории геометрических мест. В [Л. 1 и 2] впервые аналитически получены Г-образные схемы замещения для многофазной и однофазной асинхронных машин и соответствующие им круговые диаграммы, на основе которых построена современная теория этих машин. Показано, что параметры Г-образной схемы связаны простыми соотношениями с проводимостями обмотки статора в режимах холостого хода, короткого замыкания и бесконечно большой частоты вращения.

Развивая эти исследования применительно к многофазному коллекторному шунтовому двигателю, Г. Н. Петров обосновывает Г-образную схему замещения и круговую диаграмму тока и для этого двигателя.

Начиная с 1926 г., Г. Н. Петров в своих исследованиях уделяет все более значительное внимание вопросам трансформаторостроения. В эти годы производство силовых трансформаторов в Советском Союзе, начавшееся в трех городах — Москве, Ленинграде и Харькове, стало выделяться в самостоятельную область электропромышленности и сосредотачивалось на Московском электрозваводе. Возникла задача перехода от выпуска отдельных

трансформаторов мощностью до 5000—6000 кВ·А при рабочем напряжении 6 кВ к разработке и производству серий трансформаторов как распределительных с рабочим напряжением 6 и 35 кВ, так и для работы на станциях и в сети мощностью до 20 000—40 000 кВ·А при рабочем напряжении 110 и 220 кВ.

Решение этих конкретных производственных задач требовало дальнейшего развития теории трансформаторов, так как труды известных в то время преимущественно немецких ученых Г. Каппа, Е. Арнольда, Р. Рихтера, М. Видмара и др. не давали ответа на многие вновь возникшие вопросы.

К первой группе работ в области трансформаторов, проведенных Г. Н. Петровым в 1926—1932 гг., относятся его разработки теории проектирования трансформаторов. Им создается строгая теория проектирования трансформаторов, основанная на математическом анализе оптимальных условий и опубликованная в таких трудах, как «Определение основных размеров трансформаторов» (1926 г.), «Распределение потерь и стоимости в активном материале трансформатора» (1928 г.), «Технико-экономическое обоснование расчета трансформаторов» (1931 г.), а также в трудах, посвященных сравнению трехфазных и однофазных трансформаторов, исследованию трехобмоточных трансформаторов и параллельной работы многообмоточных трансформаторов, расчету нагрева обмоток трансформаторов. Все эти теоретические работы, расширяющие и углубляющие общую теорию, использовались в практике проектирования новых серий трансформаторов при активном участии самого Г. Н. Петрова в решении основных принципиальных и практических вопросов.

© Издательство «Энергия», «Электричество», 1979 г.

В 1928—1934 гг. Г. Н. Петров ведет также разработку проблем развития трансформаторостроения в перспективном плане — повышение рабочего напряжения до 110 и 220 кВ и мощности до 40 000—50 000 кВ·А в единице. Эти исследования нашли свое отражение в таких трудах, как «Успехи мощного трансформаторостроения в СССР» (1932 г.), «Технико-экономические проблемы высоковольтного трансформаторостроения в СССР» (1933 г.) и «Силовые трансформаторы на напряжение 380 кВ и научно-технические проблемы, связанные с их построением» (1932 г.). Предложения Г. Н. Петрова, выдвинутые в этих трудах, получили одобрение Все-союзной конференции по составлению Генплана электрификации СССР в мае 1932 г.

Вторая группа работ Г. Н. Петрова в области трансформаторостроения относится к исследованию магнитного рассеяния обмоток. Рост мощностей и напряжений силовых трансформаторов, усложнение взаимного расположения частей обмоток привели к необходимости теоретического исследования поля рассеяния обмоток, с которым связано большинство процессов, происходящих в трансформаторе. Обобщенная теория рассеяния, разработанная Г. Н. Петровым в 1932—1935 гг., позволила решить эту задачу для произвольно расположенной пары обмоток с использованием теории средних геометрических расстояний при допущении бесконечно тонких обмоток. Эта теория опубликована в [Л. 3—5].

К третьей группе работ Г. Н. Петрова можно отнести исследования, проведенные на основе разработанной им теории рассеяния и относящиеся к анализу электродинамических усилий в обмотках трансформатора при аварийных режимах.

Опубликованные в 1934—1935 гг. работы [Л. 6—8] дали основание для точного расчета механических усилий в обмотках трансформатора и для разработки конструкции крепления обмоток, обеспечивающей их прочность при коротких замыканиях.

За разработку методики расчета механических усилий в обмотках преобразовательных трансформаторов и конструкций обмоток, обеспечивающих их механическую прочность, Г. Н. Петров совместно с некоторыми работниками Московского электрозводства был удостоен Государственной премии СССР.

К четвертой группе работ Г. Н. Петрова можно отнести исследования, посвященные намагничиванию трансформаторов, главным образом анализу намагничивающих токов при различных схемах соединения обмоток и различных конструкциях магнитных систем. Эти работы позволили создать метод определения высших гармонических тока намагничивания трансформатора и основного потока, а также определить влияние этих токов на работу высоковольтной сети.

В пятую группу работ входят исследования перенапряжений в трансформаторах, что привело к разработке новых норм испытания изоляции трансформаторов.

Отдельные работы Г. Н. Петрова в 1931—1936 гг. относятся также к развитию теории автотрансформаторов, специальных трансформаторов и к исследованиям нагрева и охлаждения трансформаторов.

В 1934 г. вышла в свет книга Г. Н. Петрова [Л. 9], в которой впервые с исключительной полнотой и на основе глубокого теоретического исследования рассматривается ряд вопросов теории трансформаторов: рабочий процесс двух- и многообмоточных трансформаторов и автотрансформаторов, работа трансформатора в условиях несимметричных режимов, магнитная цепь и обмотки, магнитное рассеяние и добавочные потери, процесс короткого замыкания и перенапряжения. Эта книга, предназначенная для студентов вузов и инженеров, получила всеобщее признание, стала настольной книгой специалистов, работающих в области трансформаторостроения, и дала теоретическое основание для развития советского трансформаторостроения в предвоенные годы.

Совместно с С. С. Окунем Г. Н. Петров проводит исследования компенсированных трансформаторов тока. В результате был разработан новый тип трансформатора тока для напряжения 0,5—10 кВ с оригинальной компенсацией, получившей название «компенсация МЭИ». Эти трансформаторы тока выпускаются в массовых количествах, имеют малую массу и высокую динамическую прочность. За эту работу Г. Н. Петров вместе с С. С. Окунем и работниками завода был вторично удостоен Государственной премии СССР.

В 40-е годы и позже Г. Н. Петров, наряду с разработкой различных вопросов теории электрических машин, продолжает уделять внимание дальнейшему развитию теории трансформаторов. Потребности советской энергетики в увеличении напряжений трансформаторов до 330, 500 и 750 кВ и увеличение мощности трансформаторов в единице до 250—630 МВ·А и более ставили новые теоретические задачи [Л. 10 и 11].

К периоду 1941—1975 гг. относится около 30 трудов Г. Н. Петрова, посвященных дальнейшему развитию теории трансформаторов и прежде всего относящихся к таким проблемам, как исследование установившихся и переходных процессов в силовых многообмоточных трансформаторах и автотрансформаторах больших мощностей и классов напряжения до 500 и 750 кВ, разработка уточненных методов расчета рассеяния и электродинамических сил в трансформаторах, теория расщепленных обмоток трансформаторов, бесконтактное регулирование напряжения трансформаторов [Л. 12—14]. К этому периоду относятся также отдельные труды Г. Н. Петрова по использованию в трансформаторах современных марок электротехнической стали, по нагрузочной способности трансформаторов и др.

В 1948 г. Г. Н. Петров снова возвращается к аналитическому исследованию геометрического места асинхронной многофазной машины [Л. 15]. Теперь его интересует имеющий большое теоретическое и практическое значение вопрос о влиянии насыщения на диаграмму тока и рабочие характеристики асинхронных машин. Успешное решение этого вопроса оказалось возможным благодаря использованию остроумного расчетного приема: представлению зависимости индуктивного сопротивления короткого замыкания x_k от тока в виде функции от скольжения. Это позволило получить Г-образную схему замещения с учетом насыщения, в ко-

торой сопротивление одной ветви остается неизменным, а сопротивление другой зависит только от скольжения.

Заметный вклад в расчет характеристик электрических машин с учетом влияния насыщения внесены работами Г. Н. Петрова, опубликованными в 1944—1945 гг. Автору [Л. 16] удается выразить в аналитической форме размагничивающее действие поперечной реакции якоря в машинах постоянного тока. В [Л. 17] предлагается аналитический метод построения угловых характеристик синхронных машин с учетом насыщения, позволяющий более правильно оценить их статическую устойчивость при параллельной работе с электрической системой.

Г. Н. Петров участвовал в работе многих органов и комиссий Министерства электропромышленности и всегда стремился к тому, чтобы его научная деятельность отвечала потребностям развития электромеханики. Так, его исследования в 1943—1944 гг., посвященные одной из актуальных проблем электромашиностроения — выбору рациональной геометрии электрических машин переменного тока [Л. 18], немало способствовали правильному выбору оптимальных параметров новых серий электрических машин в специфических технико-экономических условиях военного и послевоенного периодов.

В последующие годы Г. Н. Петров возглавил работы, связанные с реализацией его идеи — создания новой схемы генерирования электрической энергии, в которой вместо обычного генератора и повышающего трансформатора используется высоковольтный генератор, рассчитанный на непосредственное присоединение к сети напряжения 110—220 кВ. Впервые эта прогрессивная идея, отражающая тенденции развития современной техники, сформулирована в [Л. 19]. В этой работе, а также в [Л. 20] отмечается, что схема генерирования электроэнергии высокого напряжения с помощью синхронного генератора и повышающего трансформатора, предложенная в конце прошлого века М. О. Доливо-Добровольским, в значительной мере определялась технологическими возможностями того времени. Применительно к этой схеме, оставшейся на многие годы доминирующей, совершенствовались и оптимизировались конструкция, параметры и технология двух ее главных элементов — генератора и трансформатора. Между тем при современном уровне развития техники имеется возможность в ряде случаев перейти на новую схему генерирования электроэнергии, в которой будет использоваться высоковольтный генератор.

Реализация этой идеи была начата применительно к гидрогенераторам. Результаты деятельности Г. Н. Петрова по созданию первого в мире высоковольтного гидрогенератора на напряжение 110 кВ, спроектированного и изготовленного заводом УЭТМ, отражены в специальном выпуске «Трудов МЭИ» [Л. 20]. Создание высоковольтного гидрогенератора потребовало решения ряда сложных задач, найдя удовлетворительное решение которых удалось показать, что внедрение высоковольтных гидрогенераторов позволит во многих случаях уменьшить потери при преобразовании энергии, сни-

зить стоимость основного и вспомогательного электрооборудования электростанции и ее сооружения, а в отдельных случаях откроет единственные и принципиально новые возможности для возведения электростанций.

В течение многих лет Г. Н. Петров, будучи профессором кафедры, заместителем директора Московского энергетического института, деканом электромеханического факультета и заведующим кафедрой электрических машин, а также выполняя ряд поручений Министерства высшего и среднего специального образования, вел большую работу по становлению и развитию советской системы высшего технического образования. Эта работа нашла отражение не только в стенах Московского энергетического института, но также и в ряде технических вузов страны в деле организации учебного процесса и научно-исследовательской работы и в методике проведения учебной работы. Этим вопросам посвящены такие труды ученого, как «К вопросу об организации учебного процесса втуза» (1934 г.); «Актуальные вопросы научно-исследовательской работы в вузах» (1939 г.); «Об организационных формах научно-исследовательской работы» (1945 г.); «Научно-методическая работа кафедры» (1949 г.); «Ведущая роль лекций в учебном процессе» (1951 г.); «Создание полноценного учебника — одна из важнейших задач высшей школы» (1955 г.).

Эти труды Г. Н. Петрова вместе с его практической деятельностью по организации и руководству учебным процессом и научно-исследовательской работой на кафедре, факультете и в институте оказали серьезное влияние на организацию и постановку учебного процесса в Московском энергетическом институте и ряде других вузов страны.

Огромная работа была проведена Г. Н. Петровым в связи с созданием учебников по электрическим машинам для электротехнических и энергетических вузов. В 1940 г. вышла в свет первая часть [Л. 21] учебника по курсу электрических машин, подготовленная к изданию под редакцией и при решающем участии Г. Н. Петрова, а в 1947 г.—вторая часть учебника [Л. 22], написанная Г. Н. Петровым без соавторов.

Появление этого учебника было большим событием. В нем Г. Н. Петрову удалось отразить основные достижения в области теории и практики электрических машин, накопившиеся к тому времени во всем мире. Несмотря на то, что вторая часть курса электрических машин вышла с перерывом после первой в семь лет, обе части представляют собой единое целое, и изложение материала второй части полностью вытекает из материала первой части.

Впервые был создан учебник, полностью охватывающий всю программу курса электрических машин на электротехнических факультетах вузов. В учебнике был принят новый порядок следования отдельных разделов курса. Вместо традиционно принятого порядка, в котором курс начинался с машин постоянного тока, в учебнике была принята следующая последовательность изложения: введение в курс, трансформаторы, общие вопросы теории машин переменного тока, асинхронные машины, синхронные машины, коллекторные машины. Такой

порядок с точки зрения логического развития курса наиболее целесообразен, так как все разделы удастся изложить исходя из представления об общности электромагнитных процессов в любых электрических машинах — как в электромеханических преобразователях, так и в трансформаторах. Во втором и третьем изданиях учебника [Л. 23 и 24] была сохранена та же последовательность изложения.

Преимущества этой последовательности проверены практикой преподавания курса в течение времени, прошедшего после выхода первого издания. Вместе с тем, во втором издании материал учебника подвергся переработке как в связи с развитием электромашиностроения, так и в связи с пополнением теории электрических машин новыми исследованиями, позволяющими обобщенно рассматривать электромагнитные процессы, происходящие в электрических машинах и трансформаторах разных типов и конструкций. В отличие от первого издания в учебнике рассматривается не только теория и конструкция, но приводятся также необходимые сведения по испытаниям отдельных электрических машин и даются краткие схемы их расчета.

По учебникам Г. Н. Петрова изучали электрические машины многие поколения советских инженеров; его книги получили мировое признание.

Вклад в развитие электромеханики, который сделал Г. Н. Петров, весьма велик. Он по праву считается одним из основоположников московской научной школы электромеханики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петров Г. Н. К теории асинхронного двигателя. — Труды ГЭЭИ, 1925, вып. 8.
2. Петров Г. Н. Об одном методе испытания асинхронных двигателей. — Труды ГЭЭИ, 1926, вып. 12.
3. Петров Г. Н. Обобщенный метод расчета рассеяния трансформаторов. — Теоретическая и экспериментальная электротехника, 1933, № 5—6.



УДК 621.311.016.351.001.24

Расчет режимов и статической устойчивости электроэнергетических систем с учетом изменения частоты

КАЛЮЖНЫЙ А. Х., канд. техн. наук

Новосибирск

Отклонения частоты от номинального значения, имеющие место в энергосистемах, в нормальных режимах составляют десятые доли герца, а в послеаварийных — могут кратковременно достигать 2—3 Гц. Необходимость учета таких отклонений уже отмечалась [Л. 1], однако до недавнего времени изменению частоты при расчетах нормальных и послеаварийных режимов уделялось недостаточное внимание. Расчет режимов и проверка их устойчивости проводились при номинальной частоте, что было обусловлено возможностями используемых программ.

4. Петров Г. Н. Расчет рассеяния обмоток трансформатора при произвольном расположении их на сердечнике. — Бюллетень ВЭИ, 1934, № 5.
5. Петров Г. Н. К расчету рассеяния трансформатора. — Электричество, 1935, № 15.
6. Петров Г. Н. Обобщенный метод расчета механических усилий, действующих в обмотках трансформатора. — Бюллетень ВЭИ, 1934, № 8.
7. Петров Г. Н. Электродинамические усилия в обмотках трансформаторов для ртутных выпрямителей. — Бюллетень ВЭИ, 1935, № 5.
8. Петров Г. Н., Гусаков В. Д. К вопросу об электродинамических усилиях в трансформаторах для ртутных выпрямителей. — Бюллетень ВЭИ, 1935, № 12.
9. Петров Г. Н. Трансформаторы. М.: Энергоиздат, 1934, т. I.
10. Петров Г. Н. Проблемы повышения частоты в трансформаторостроении. — Электричество, 1936, № 2.
11. Петров Г. Н. Трансформаторы 380 кВ. — Электричество, 1936, № 13.
12. Петров Г. Н. Технические проблемы трансформаторостроения. — Электричество, 1944, № 8 и 9.
13. Петров Г. Н. Многообмоточные трансформаторы с автотрансформаторными связями. — Вестник электропромышленности, 1959, № 8.
14. Петров Г. Н. Многообмоточные автотрансформаторы. — Изв. вузов. Электромеханика, 1960, № 3.
15. Петров Г. Н. Влияние насыщения на характеристики и диаграмму тока асинхронной машины. — Электричество, 1964, № 12.
16. Петров Г. Н. Расчет размагничивающего действия поперечной реакции якоря машин постоянного тока. — Вестник электропромышленности, 1944, № 10.
17. Петров Г. Н. Влияние насыщения на угловые характеристики синхронных машин. — Электричество, 1945, № 4.
18. Петров Г. Н. Геометрия электрической машины переменного тока. — Электричество, 1944, № 3.
19. Петров Г. Н. Синхронные генераторы на 35 кВ. — Электричество, 1944, № 8 и 9.
20. Высоковольтные гидрогенераторы. — Труды МЭИ, 1971, вып. 78.
21. Электрические машины. Под ред. Г. Н. Петрова. М.: Госэнергоиздат, 1940, ч. I.
22. Петров Г. Н. Электрические машины. Коллекторные машины постоянного и переменного тока. М.: Госэнергоиздат, 1947, ч. 2.
23. Петров Г. Н. Электрические машины. М.: Энергия, ч. 1, 1956, ч. 2, 1963, ч. 3, 1968.
24. Петров Г. Н. Электрические машины. Введение. Трансформаторы. М.: Энергия, 1974, ч. 1.

Вопросу учета изменения частоты посвящен ряд работ Сибирского НИИ Энергетики, где были созданы промышленные программы расчета режимов и статической устойчивости РАПУС-ОМЕГА, РАПУС-4 [Л. 2 и 3]. С помощью этих программ изменение частоты учитывалось при анализе режимов ЕЭС СССР и ее частей [Л. 2, 4 и 8]. Опыт исследований позволил сформулировать методические основы расчета режимов и статической устойчивости с учетом изменения частоты. Они базируются на методических положениях, касающихся расчетов при номинальной частоте, но имеют особенности.

Основные положения расчета установившихся режимов. Для расчета установившихся режимов при произвольной частоте задаются мощности всех без исключения генераторов и нагрузок, а также их зависимости от частоты. Зависимость активной мощности генератора от частоты определяется действием автоматических регуляторов скорости (АРС) и может быть учтена эквивалентным тангенсом угла наклона κ моментно-скоростной характеристики:

$$P_r = P_m \frac{\omega}{\omega_{rp}} + P_n \kappa \omega (\omega - \omega_{rp}), \quad (1)$$

где ω — частота в относительных единицах; ω_{rp} — частота, при которой мощность достигает значения $P_m = P_{\max} \vee P_{\min}$; P_n — номинальная мощность генератора.

Если АРС отсутствует, то $\kappa = -1$, и мощность остается практически неизменной ($P_r \approx \text{const}$). При действии АРС величина κ зависит от его статизма. Обычно статизм АРС составляет от 2 до 10%. Соответственно $\kappa_{APC} = -(50 \div 10)$. У генераторов с АРС необходимо учитывать ограничения по активной мощности сверху и снизу ($P_{\min} \leq P_r \leq P_{\max}$). При достижении P_{\max} или P_{\min} действие АРС прекращается, и величина κ скачком изменяется с κ_{APC} на $\kappa = -1$.

В некоторых случаях следует также учитывать наличие у регуляторов скорости зоны нечувствительности. При этом выражение (1) несколько усложняется. Приближенно зону нечувствительности многоагрегатной станции можно моделировать соответствующим уменьшением κ_{APC} .

Следует также иметь в виду, что при понижении частоты мощность, вырабатываемая гидрогенераторами, может возрасти до $P_{\max} = (1,0 \div 1,1) P_n$. У тепловых станций возможность увеличения мощности определяется типом котлов и их регулированием. Обычно у тепловых станций мощность кратковременно повышается на 10—15% от исходной.

Регулирующий эффект по частоте $\partial P_r / \partial \omega$ у генераторов с АРС во много раз больше, чем у нагрузок. Именно генераторы при наличии вращающихся резервов воспринимают, главным образом, небалансы мощности и определяют величину изменения частоты. Поэтому выбор регулирующих эффектов или κ генераторов является ответственным этапом выбора исходных данных.

Реактивная мощность, вырабатываемая генераторами, зависит от напряжения на их шинах и от частоты в системе. Как известно, автоматические регуляторы возбуждения (АРВ) поддерживают напряжение на шинах генераторов или станции практически неизменным. Поэтому при действии АРВ реактивная мощность, вырабатываемая генераторами, определяется обычно из условия $U_r = \text{const}$. Это допущение можно использовать и при расчете режимов с учетом изменения частоты. В случае утяжеления режимов и прекращения действия АРВ обычно вводится ограничение по реактивной мощности $Q_{r,n} = \text{const}$. Величина $Q_{r,n}$ определяется по номинальным значениям P_n и $\cos \varphi_n$ генератора. Однако при учете изменения частоты ограничение $Q_{r,n} = \text{const}$ может привести к заметному искаже-

нию рассчитываемых режимов, так как максимально возможная реактивная мощность зависит от скорости вращения генераторов и их активной мощности. Поэтому в данном случае следует учитывать ограничение не по реактивной мощности, а по току возбуждения I_f . Когда ток возбуждения достигает максимально допустимого в длительном режиме значения, оно фиксируется ($I_{fd} = \text{const}$). Тогда допустимая реактивная мощность генератора определяется из следующего выражения:

$$Q_r = \frac{\sqrt{E^2 U_r^2 - P_r^2 \omega^2 x_q^2}}{\omega x_q} - \frac{U_r^2}{\omega x_q}, \quad (2)$$

где в общем случае явнополюсной машины

$$E = E_{dh} \omega^k \frac{x_q}{x_d} + U_r \frac{x_d - x_q}{x_d} \cos \theta_r.$$

Здесь величина E_{dh} пропорциональна допустимому току возбуждения I_{fd} и определяется из исходных данных. Как видно из выражения (2), допустимая реактивная мощность зависит от активной мощности генератора $P_r(\omega)$, напряжения на его зажимах и частоты в системе. В частном случае ограничения по активной мощности ($P_r \approx \text{const}$) регулирующий эффект $\partial Q_r / \partial \omega$ колеблется в диапазоне от 1 до 3. При действии АРС ($P_r = \text{var}$) величина $\partial Q_r / \partial \omega$ оказывается больше в несколько раз: $\partial Q_r / \partial \omega = 5 \div 15$.

При расчете установившихся режимов с учетом изменения частоты необходимо помимо статических характеристик нагрузок по напряжению $P(U)$, $Q(U)$ учитывать аналогичные характеристики по частоте. Статические характеристики можно представить в виде полиномов от напряжения и частоты [Л. 3]:

$$P = P_0 \left[K_P + L_P \left(\frac{U}{U_0} \right) \right] [1 + N_P(\omega - 1)]; \quad (3)$$

$$Q = Q_0 \left[K_Q + L_Q \left(\frac{U}{U_0} \right) + \right. \\ \left. + M_Q \left(\frac{U}{U_0} \right)^2 \right] [1 + N_Q(\omega - 1) + T_Q(\omega - 1)^2]. \quad (4)$$

Регулирующие эффекты нагрузок по частоте обычно составляют:

$$\frac{\partial P}{\partial \omega} = 1 \div 2; \quad \frac{\partial Q}{\partial \omega} = -(1 \div 6).$$

Дополнительно целесообразно учитывать зависимость от частоты всех реактивных элементов схемы. Учет этой зависимости при проверке статической устойчивости становится необходимым.

Проверка статической устойчивости. При проверке статической (апериодической) устойчивости используются в основном те же исходные данные, что и при расчете установившихся режимов. Дополнительно учитываются сопротивления генераторов и коэффициенты усиления АРВ. Обычно АРВ учитывается упрощенно постоянством переходной э. д. с. E' за сопротивлением x' .

Исходные данные, которые используются при анализе статической устойчивости, могут отличаться от тех, которые используются при расчете установившихся режимов. Это обусловлено тем, что при

расчете режимов учитываются конечные изменения режимных параметров, а при анализе устойчивости рассматриваются малые их приращения. Поэтому регуляторы, имеющие зону нечувствительности, учитываются лишь при расчете режимов, но не при проверке их на устойчивость. Так, в случае единичных блоков независимо от наличия у них регуляторов скорости при проверке устойчивости учитываются естественные моментно-скоростные характеристики турбин, которым соответствует $\alpha = -1$. В случае эквивалентных генераторов многомашинных станций статизмы АРС увеличиваются при проверке устойчивости в несколько раз и $\alpha = -(3 \div 5)$. Значения α зависят от зон нечувствительности. Если узлы нагрузки, рассматриваемые на напряжении 110 кВ и выше, включают регулируемые под нагрузкой трансформаторы, которые обеспечивают у потребителей $U = \text{const}$, то несмотря на то, что при расчете режимов принимается $P(U) = \text{const}$, $Q(U) = \text{const}$, при проверке устойчивости следует учитывать естественные регулирующие эффекты нагрузок:

$$\frac{\partial P}{\partial U} \neq 0, \quad \frac{\partial Q}{\partial U} \neq 0.$$

В качестве критерия апериодической устойчивости следует рассматривать знак свободного члена характеристического уравнения системы [Л. 5]. Вместо последнего анализируется смена знака определителя матрицы линеаризованных уравнений установившегося режима при движении от заданного устойчивого. Этот критерий учитывает регулирующие эффекты элементов системы и по напряжению, и по частоте.

Использование для суждения об устойчивости матрицы уравнений, составленных для расчета самого режима [Л. 6], в связи с необходимостью учета изменения частоты не представляется возможным. Если при расчете режима частота рассматривается в качестве переменной [Л. 7], то в некоторых частных случаях можно судить об устойчивости по уравнениям режима. Однако в общем случае учет зон нечувствительности регуляторов и ограничений, которые, как правило, имеют место при приближении к границе устойчивости, делают необходимым формирование специальной матрицы линеаризованных уравнений.

Формирование специальной матрицы, учитывающей регулирующие эффекты элементов системы по напряжению и частоте, реальные ограничения и зоны нечувствительности регуляторов, позволяет с необходимой точностью найти границу устойчивости. Рекомендуемый критерий является приемлемым и с точки зрения объема вычислений. В то же время следует отметить, что возможны другие критерии проверки статической устойчивости, и в этом направлении целесообразно продолжать исследования.

Определение запаса статической устойчивости. При анализе установившихся режимов обычно требуется информация не только о том, устойчив ли рассматриваемый режим, но и о том, как далеко он расположен от границы устойчивости. Запас устойчивости характеризует свойство исходного режима сохранить устойчивость при реально воз-

можных в процессе эксплуатации конечных возмущениях и флуктуациях режима. Для определения запаса необходимо определить предельный режим и сравнить его с исходным.

В случае сложной системы имеется большое количество путей утяжеления, приводящих к совершенному различным предельным режимам. Традиционными способами утяжеления являются: перераспределение мощностей генераторов или нагрузок, снижение напряжения в узлах и комбинациях этих способов. Получаемые величины запасов характеризуют конкретные способы утяжеления. Однако запас устойчивости исходного режима должен характеризовать этот режим, а не способы его изменения.

Представляется целесообразным запас устойчивости сложной системы характеризовать совокупностью коэффициентов запаса основных станций [Л. 2]. При нагружении каждой из станций избыточная мощность распределяется во всей энергосистеме в соответствии с регулирующими эффектами по частоте ее элементов и приводит к некоторому повышению частоты. Такой способ нагружения генераторов позволяет для каждого из них однозначно определить коэффициенты запаса. Предлагаемый порядок утяжеления обеспечивает получение объективного показателя, что, в свою очередь, открывает возможности для разработки обоснованных нормативов запаса статической устойчивости.

Применение как традиционных, так и предлагаемого способов утяжеления сводится к расчету серий направленно утяжеленных режимов и проверке каждого из них на устойчивость. При расчете серий режимов, связанных с определением запасов статической устойчивости, не следует учитывать таких режимных ограничений, как недопустимые понижения или повышения напряжения в отдельных точках системы. Соответственно не производятся коммутации компенсирующих устройств, не корректируется режим в энергосистеме. При определении запаса того или иного генератора нет необходимости учитывать ограничения по его максимальной мощности. Нагружение исследуемого генератора производится до нарушения устойчивости. В то же время при расчете серий таких режимов следует учитывать ограничения по реактивной мощности у остальных генераторов. Последнее обусловлено практически безынерционными системами возбуждения генераторов. Основная исходная информация при расчете каждого режима серии такая же, как при расчете установившихся режимов.

Определение предельных по статической устойчивости режимов. Задача определения предельных режимов возникает, например, при определении возможных перетоков между частями энергообъединения. Как и при определении запасов устойчивости рассчитываются серии направленно утяжеленных режимов и проверяется их устойчивость. Отличие заключается в том, что при нахождении предельных режимов учитываются режимные и эксплуатационные ограничения по реактивной мощности генераторов, по отклонению напряжения в узлах нагрузки, по нагреву линий и т. д. При

в этом в процессе утяжеления режимов моделируются действия диспетчеров: отключаются реакторы, изменяются уставки АРВ на станциях, регулируются коэффициенты трансформации и т. д. В результате определяется предельный по статической устойчивости режим, при котором все станции вырабатывают реально возможные мощности. Уменьшив на величину запаса ($k_3=20\%$) предельный переток, можно получить допустимый по устойчивости режим. Однако этот режим допустим лишь в том случае, если все возможные его флюктуации не приведут к нарушению устойчивости. Последнее проверяется в результате определения запасов устойчивости станций с помощью описанного выше способа.

Предельные режимы можно определять при наличии вращающихся резервов или при их отсутствии. При наличии вращающихся резервов задача сводится к определению предельных перетоков между отдельными энергообъединениями при номинальной частоте $\omega=1$.

Наличие вращающихся резервов позволяет решить задачу определения наибольшего предельного перетока мощности. Можно определить такой способ увеличения перетока в результате соответствующей одновременной загрузки нескольких станций, который обеспечит наибольший возможный переток между частями энергообъединения. Для этого используются рассчитанные ранее значения запаса статической устойчивости всех станций передающей части энергообъединения. Наибольший переток определяется в результате нескольких ступеней утяжеления, на каждой из которых все станции нагружаются пропорционально значениям их абсолютных запасов устойчивости. Эти запасы определяются перед каждой ступенью утяжеления. Такое утяжеление производится до тех пор, пока после очередного утяжеления запасы нагружаемых станций окажутся нулевыми или близкими к нулю. При этом следует учитывать ограничения станций по активной и реактивной мощностям [Л. 8].

Все соображения, касающиеся определения предельных перетоков между двумя энергосистемами, могут быть распространены для случая трех и более взаимосвязанных энергосистем. В этом случае рассчитываются области статически устойчивых режимов, как предложено институтом «Энергосетьпроект».

При отсутствии вращающихся резервов имеют смысл задачи определения предельного перетока между двумя частями энергообъединения, в одной из которых увеличивается дефицит мощности, а также определение максимальной допустимой нагрузки в одном или нескольких эквивалентных узлах. Обе задачи связаны с расчетом установившихся режимов с учетом изменения частоты $\omega=\omega_{\text{аг}}$. В обоих случаях предельным режимам соответствует пониженная частота энергосистемы. Для определения предельных перетоков между частями энергосистемы в дефицитной ее части увеличивается мощность заданных узлов нагрузки или уменьшается мощность одной или нескольких станций. При понижении частоты уменьшаются согласно статическим характеристикам все нагрузки в объединении, а мощность станций остается

практически неизменной. Следовательно, появляется мощность, которая компенсирует увеличивающийся дефицит. В результате может быть определен максимально возможный переток в дефицитную часть энергообъединения. Аналогично определяется максимально допустимая нагрузка в эквивалентных узлах.

Расчет послеаварийных режимов и проверка их устойчивости. В результате различных аварий в системе может произойти отключение отдельных генераторов или станций, потребителей и линий электропередач. Если это не приводит к нарушению устойчивой работы, то в системе устанавливается послеаварийный режим. Предполагается, что электромеханические колебания в системе, вызванные аварией, не приводят к нарушению динамической устойчивости и задача сводится к анализу лишь статической устойчивости. Поскольку до аварии режим заведомо устойчив, то, сравнивая знак определителя матрицы системы до и после аварии, можно проверить устойчивость послеаварийного режима.

Отключение генераторов или нагрузок приводит к изменению частоты в системе. В первый период после отключения вступают в работу автоматические регуляторы скорости турбин. В системе временно возникает квазиустановившийся послеаварийный режим, при котором частота несколько отличается от номинальной. Далее начинает проявляться более инерционное вторичное регулирование частоты. Так как это регулирование астатическое, через некоторое время в системе устанавливается послеаварийный режим с номинальной частотой. Однако, если в системе имеет место значительный дефицит, то мощности регулирующих частоту станций оказывается недостаточно. В этом случае происходит значительное снижение частоты и начинает действовать противоаварийная автоматика: АЧР I и АЧР II отключает наименее ответственных потребителей, производится частотный пуск гидрогенераторов.

Послеаварийный режим в исходной схеме имеет место, если устойчивы все промежуточные квазиустановившиеся режимы. В противном случае происходит деление энергообъединения на части. Поэтому следует рассмотреть не только установившиеся, но и квазиустановившиеся послеаварийные режимы с учетом динамики частоты. При отсутствии такой возможности следует рассмотреть несколько характерных квазиустановившихся режимов, которые могут отличаться, например, учетом АЧР I, частотного пуска гидрогенераторов, АЧР II, действующей с различными выдержками времени. Проверку устойчивости следует проводить для каждого квазиустановившегося, а затем и для уставновившегося послеаварийного режима.

Отключение линий электропередачи (или другая коммутация) может привести к нарушению устойчивости параллельной работы и делению энергообъединения на изолированно работающие части. О невозможности устойчивой работы всего объединения после аварийных коммутаций свидетельствует или смена знака определителя для послеаварийного режима, или, если режим не существует, расходимость вычислительного процесса.

Аварийное возмущение целесообразно моделировать ступенями, рассчитывая серию утяжеленных режимов, последний из которых — послеаварийный. Такой подход позволяет не только обоснованно судить об устойчивости послеаварийного режима, но и оценить предельное по устойчивости возмущение.

В случае нарушения устойчивости параллельной работы энергообъединения необходимо выяснить, сохранится ли после деления устойчивость внутри каждой из подсистем и по каким линиям следует для этого произвести деление. При делении на подсистемы изменяются и схема, и соответственно структура матрицы частных производных. В то же время судить об устойчивости по знаку определителей можно лишь в том случае, если они вычислены для одной и той же схемы с неизменным числом узлов. Поэтому для исследования устойчивости внутри подсистемы необходимо для каждой из этих подсистем рассчитать не только послеаварийный, но и доаварийный режимы.

При расчете доаварийного режима в подсистеме перетоки мощности по линиям связи с другой подсистемой, которые предполагается отключить, замещаются эквивалентными генераторами или нагрузками таким образом, чтобы режим в подсистеме ничем не отличался от режима ее в объединении и чтобы этот режим сохранил устойчивость. Для доаварийного режима вычисляется определитель. Далее ступенями или сразу отключаются эквивалентные генераторы и нагрузки, моделирующие перетоки по отключаемым линиям, и рассчитываются послеаварийный режим в подсистеме и соответствующий ему определитель. Сравнивая знаки определителей подсистемы до и после деления, можно судить об устойчивости послеаварийного режима внутри этой подсистемы, так как доаварийный режим в ней был устойчив, моделирование аварийного возмущения не сопряжено с изменением числа узлов в схеме, а послеаварийный режим в подсистеме рассчитан для реальной схемы (после деления).

При расчете послеаварийных режимов особую актуальность приобретает правильный учет действия АРС турбин, ограничений по активной и реактивной мощности генераторов, статических характеристик нагрузок и действий противоаварийной автоматики.

Анализ квазиустановившихся послеаварийных режимов с учетом динамики частоты позволяет рассмотреть задачу управления этими режимами для сохранения устойчивости при аварийных возмущениях. С этой целью из условия сохранения статической устойчивости могут назначаться изменения мощности станций, последовательность действия АЧР I, АЧР II и других средств противоаварийной автоматики. Такое управление послеаварийными режимами позволит во многих случаях предотвратить развитие аварии.

Выявление слабых звеньев в энергообъединениях. Одной из важных и трудных задач при анализе статической устойчивости сложных энергосистем является задача определения наиболее слабого звена. Эту задачу приходится решать во всех случаях, как при учете, так и при неучете измене-

ния частоты. Под слабым звеном обычно понимается одна или несколько линий электропередач, связывающих две части энергообъединения, из-за которых происходит нарушение статической устойчивости. Решение задачи определения слабого звена в системе необходимо на стадии проектных расчетов для правильного выбора схемы. Выявление слабого звена в процессе эксплуатации позволяет ответить на вопрос, что же явилось причиной нарушения устойчивости. В одной и той же схеме могут быть несколько слабых звеньев, которые будут проявляться в зависимости от выбранного пути утяжеления режима.

При направленном утяжелении режима связь, которая оказывается слабой, обычно значительно перегружается. По линиям начинает протекать мощность, превышающая натуральную. В результате резко снижается напряжение в узлах примыкания слабой связи. Для того чтобы при утяжелении режима поддерживать напряжение в этих узлах, генераторы близлежащих станций должны вырабатывать значительную реактивную мощность и тоже, в свою очередь, перегружаться. Таким образом, изменение напряжения в узлах и реактивных мощностей генераторов, а также изменение углов между генераторами могут косвенно указать на слабое звено энергообъединения.

На основании изложенного рекомендуется инженерный метод определения слабого звена системы по скорости изменения режимных параметров. Критериями выявления слабых звеньев служат: скорость изменения напряжения в узлах

$$V_U = \frac{U_{oi} - U_i}{U_{hi}} 100/\Delta P; \quad (5)$$

скорость изменения реактивной мощности, вырабатываемой генераторами,

$$V_Q = \frac{Q_i - Q_{oi}}{Q_{hi}} 100/\Delta P; \quad (6)$$

скорость изменения угла между соседними генераторами

$$V_\delta = \frac{\delta_{ij} - \delta_{ij0}}{\pi/2} 100/\Delta P, \quad (7)$$

где U_{oi} , Q_{oi} , δ_{ij0} , U_i , Q_i , δ_{ij} — параметры в исходном и утяжеленном режимах; ΔP — шаг утяжеления. Под шагом утяжеления подразумевается увеличение перетока мощности в заданном направлении.

Согласно предлагаемому инженерному методу для выявления слабого звена в системе необходимо помимо исходного дополнительно рассчитать еще один утяжеленный режим с заданной стратегией утяжеления. На основании этих двух режимов по (5) — (7) определяются скорости изменения режимных параметров для различных узлов схемы и производится их сравнение. В результате выявляются узлы, скорость изменения напряжения в которых наибольшая, а также генераторы, которые быстрее других загружаются реактивной мощностью. Линии электропередач, расположенные между этими узлами нагрузки и генераторами, рассматриваются как слабые связи, которые являются причиной нарушения апериодической устойчивости.

Предлагаемый метод выявления слабых звеньев не претендует на строгость и является упрощенным. Однако, как показали многочисленные расчетные эксперименты, он применим в инженерной практике. Показано, что шаг утяжеления может быть выбран произвольно. При отсутствии ограничений по реактивной мощности генераторов соотношения между скоростями изменения параметров остаются практически одинаковыми как на первом, так и на последующих шагах утяжеления. В результате те узлы, скорость изменения режимных параметров в которых наибольшая, при приближении к предельному режиму также характеризуются максимальными отклонениями. При ограничениях по реактивной мощности у генераторов резко увеличиваются скорости нарастания углов между их роторами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иофьев Б. И. Автоматическое аварийное управление мощностью энергосистем. М.: Энергия, 1974.

2. Лукашов Э. С., Калюжный А. Х. Исследование статической устойчивости сложных электроэнергетических систем с учетом изменения частоты. — Электричество, 1976, № 8.

3. Калюжный А. Х., Соколов Ю. В. Алгоритм и программа расчета установившихся нормальных и послеаварийных режимов сложных электроэнергетических систем с учетом изменения частоты. — Изв. Сиб. отд. АН СССР, 1977, № 3.

4. Калюжный А. Х., Лукашов Э. С., Соколов Ю. В. Анализ установившихся режимов и апериодической устойчивости электроэнергетических систем с учетом изменения частоты. — Изв. АН СССР «Энергетика и транспорт», 1977, № 6.

5. Горев А. А. Предельные режимы дальней электропередачи, определяемые из уравнений ее установившегося режима. — Труды ЛПИ, 1958, № 195.

6. Оценка статической устойчивости электрических систем на основе решения уравнений установившихся режимов. Веников В. А., Строев В. А., Идельчик В. И., Тарасов В. И. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 5.

7. Методика и алгоритм определения предельных по статической устойчивости установившихся и послеаварийных (самоустановливающихся) режимов с учетом изменения частоты. Галкин Н. В., Ильина В. П., Конторович А. М., Щербачев О. В. — Труды ЛПИ, 1976, № 350.

8. Лукашов Э. С., Калюжный А. Х., Быкова Л. Б. Опыт исследования статической устойчивости сложной электрической системы. М., Энергия, Труды СибНИИЭ, вып. 34, 1977. [28.03.78]

УДК [621.316.174:629.13].001.24

Дискретная оптимизация электрической сети автономной электроэнергетической системы

КРИВЕНЦЕВ В. И., НОВИКОВ В. В.

Москва

Особенности расчета бортовых распределительных сетей автономных электроэнергетических систем и алгоритм определения непрерывного условного минимума критерия обсуждались в [Л. 1]. При этом на основе полученной в [Л. 1] системы нелинейных уравнений оптимизации и ограничений представляется возможным разработать более общий алгоритм синтеза систем распределения электрической энергии большой размерности с учетом дискретного характера шкалы стандартных сечений проводов и других элементов электрооборудования.

Для наглядности изложения алгоритма проведем его обсуждение на примере упрощенной электрической сети, конфигурация которой изображена на рис. 1 с *n* участками.

Математическая постановка задачи заключается в условной минимизации критерия приведенных расчетных затрат [Л. 2 и 3]

$$Z(\delta U) = \sum_{i=1}^n \left(a_i + \frac{b_i}{\delta U_i} + d_i \delta U_i \right) \quad (1)$$

в области, заданной ограничениями:

$$\left. \begin{array}{l} \|g(\delta U)\| = \|Z\| \|\delta U\| - \|\delta U_a\| \leq 0; \\ \|\delta U_s\| - \|\delta U\| \geq 0; \\ \|\delta U_c\| - \|\delta U\| \geq 0; \\ \|\delta U_s\| - \|\delta U\| \geq 0, \end{array} \right\} \quad (2)$$

где δU_i — продольная составляющая потери напряжения на активном сопротивлении *i*-го участка сети, искомая переменная; $\delta U_{di} = \Delta U_i - \delta U_{xi} = -\delta U_{ki}$ — допустимая потеря напряжения в активном сопротивлении провода, равная разности полной допустимой потери напряжения ΔU_i и продольных потерь напряжения в реактивном сопротивлении δU_{xi} и в сопротивлении контактов δU_{ki} ; $a_i = K_1 m_i l_i r_i$,

$$b_i = \frac{K_2 I_i l_i^2 m_i r_i \cos \varphi_i}{\gamma_i}, \quad d_i = \frac{(K_3 + K_4 t_{\phi i}) I_i m_i r_i}{\cos \varphi_i} \quad \text{коэффициенты, определяемые по технико-экономическим показателям: } K_1 \text{ [руб/м]}, K_2 \left[\frac{\text{руб}}{\text{м} \cdot \text{мм}^2} \right], K_3 \text{ [руб/Вт]}, K_4 \left[\frac{\text{руб}}{\text{Вт} \cdot \text{ч}} \right] \text{ и параметрам } i\text{-го участка сети, числу фаз } m_i, \text{ длине участка } l_i \text{ [м], числу параллельных линий } r_i, \text{ току нагрузки одного провода } I_i \text{ [А], коэффициенту мощности } \cos \varphi_i, \text{ проводимости провода } \gamma \left[\frac{\text{м}}{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2} \right] \text{ и продолжительности протекания максимального тока } t_{\phi i} \text{ [час]; } \|Z\| \text{ — матрица соединения участков сети; } \|\delta U_d\| \text{ — транспонированный вектор — строка допустимых потерь напряжения; } \|\delta U\| \text{ — транспонированный вектор — строка искомых переменных; } \|\delta U_s\| \text{ — транспонированный вектор — строка экономической потери напряжения; } \|\delta U_c\| \text{ — транспонированный вектор — строка потерь напряжения на участках сети, регламенти-} \right]$$

9

Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

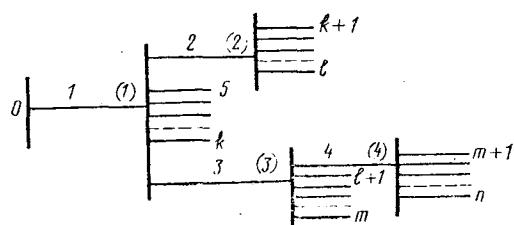


Рис. 1.

рованных срабатыванием защитных устройств; $\|\delta U_s\|$ — транспонированный вектор — строка потерь напряжения, регламентированный сечениями проводов, установленных по соображениям расчетных токов короткого замыкания, запуска двигателей и другими условиями.

Поскольку шкала стандартных сечений проводов дискретная, задача в вышеизложенной постановке следовало бы решать методами дискретного программирования [Л. 4]. Однако в силу нелинейности целевой функции решение поставленной задачи такими методами затруднительно даже на ЦВМ. Целесообразным способом ее решения является определение вначале области допустимого решения, в которой находится точка непрерывного условного минимума, а затем — переход от непрерывных к дискретным переменным.

Рассмотрим комбинированный алгоритм частного решения задачи нелинейного дискретного синтеза системы распределения электрической энергии.

На первом шаге алгоритма составляется таблица узловых соединений. Применительно к сети рис. 1 она имеет вид табл. 1.

В табл. 2 указывается количество магистральных участков, выходящих из i -го узла.

Головные участки сети нумеруются в первую очередь, периферийные — в последнюю. Пример нумерации показан на рис. 1. Так, от узла 1 отходят 2 и 3 магистральные участки, а от узла 3 — участок 4, остальные, 2 и 4, являются «пустыми». В электрических сетях подвижных объектов число потребительских участков значительно больше числа магистральных, поэтому оно задается дополнительной табл. 3, в которой указывается количество потребительских участков, отходящих от i -го узла.

По табл. 1 и 2 программным путем строится квадратная матрица инциденций, изоморфно ото-

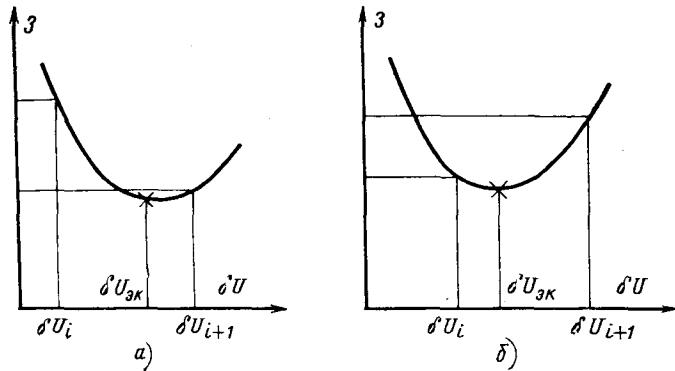


Рис. 2.

Таблица 1

Номера магистральных участков, выходящих из i -го узла	Номера узлов в электрической сети			
	1	2	3	4
1	2	4	0	0
2	0	4	0	0
3	0	0	0	0

Таблица 2

Количество магистральных участков, выходящих из i -го узла	Номера узлов в электрической сети			
	1	2	3	4
1	2	0	1	0
2	0	1	0	0

Таблица 3

Общее число магистральных участков	Количество потребительских участков сети, отходящих от i -го узла			
	1	2	3	4
4	$k-4$	$l-k$	$m-l$	$n-m$

бражающая соединение магистральных участков сети:

$\ Z\ =$	1	2	3	4
1	1	1	1	1
2	0	1	0	0
3	0	0	1	1
4	0	0	0	1

Посредством этой матрицы задается распределение потерь напряжения в сети.

Следующим шагом алгоритма является анализ систем ограничений (2). Оценка дискретного значения потери напряжения на участке сети производится после определения непрерывного значения экономической потери напряжения:

$$\delta U_{ek} = \sqrt{\frac{b_i}{d_i}},$$

соответствующей абсолютному минимуму затрат на i -м участке сети. После определения непрерывного значения экономической потери напряжения возможно альтернативное решение — выбор положения («слева» или «справа») дискретного значения переменной. Для этого сравниваются дискретные значения затрат δU^L и для δU^L_{i+1} (рис. 2, а и б) и запоминается то значение переменной, которое соответствует наименьшим затратам. Из трех ограничений: по экономической потере напряжения срабатывания защитного устройства и по потере напряжения, соответствующей минимально допустимому сечению провода, — запоминается наименьшее.

На следующем шаге осуществляется анализ ограничений (2) с точки зрения выбора пределов изменения неизвестных. Подстановкой в уравнение (2)

$$\|\delta U\| \rightarrow \min,$$

соответствующее выбору предельных стандартных сечений проводов, производится проверка выполнения ограничений (2). Если ограничения не выполняются, то процесс решения заканчивается и выдается команда на изменение структуры сети. При выполнении ограничений (2) осуществляется подстановка дискретного минимума вектора независимых переменных (потерь напряжения на магистральных участках сети) и вычисляется дискретный максимум вектора зависимых переменных (потерь напряжения на потребительских участках сети), т. е.

$$\left. \begin{aligned} \|\delta U_{\max}^0\|_k^5 &\leq \|\delta U_{\max}^0\|_k^5 - \|\delta U_{\min}^0\|_k^5; \\ \|\delta U_{\max}^0\|_l^{k+1} &\leq \|\delta U_{\max}^0\|_l^{k+1} - \|\delta U_{\min}^0\|_l^{k+1} - \\ &\quad - \|\delta U_{\min}^0\|_l^{k+1}; \\ \|\delta U_{\max}^0\|_m^{l+1} &\leq \|\delta U_{\max}^0\|_m^{l+1} - \|\delta U_{\min}^0\|_m^{l+1} - \\ &\quad - \|\delta U_{\min}^0\|_m^{l+1}; \\ \|\delta U_{\max}^0\|_n^{m+1} &\leq \|\delta U_{\max}^0\|_n^{m+1} - \|\delta U_{\min}^0\|_n^{m+1} - \\ &\quad - \|\delta U_{\min}^0\|_n^{m+1} - \|\delta U_{\min}^0\|_n^{m+1}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Здесь индексы 5 и k , $k+1$ и l , ..., $m+1$ и n обозначают соответственно верхние и нижние номера элементов векторов-столбцов, являющихся дискретными значениями потерь напряжения на потребительских линиях электрической сети.

Затем определяется максимальное значение потерь напряжения на первом участке сети:

$$\left. \begin{aligned} \|\delta U_{\max}^1\|_k^5 &\leq \|\delta U_{\max}^1\|_k^5 - \|\delta U_{\min}^1\|_k^5; \\ \|\delta U_{\max}^1\|_l^{k+1} &\leq \|\delta U_{\max}^1\|_l^{k+1} - \|\delta U_{\min}^1\|_l^{k+1} - \\ &\quad - \|\delta U_{\min}^1\|_l^{k+1}; \\ \dots & \dots \\ \|\delta U_{\max}^4\|_n^{m+1} &\leq \|\delta U_{\max}^4\|_n^{m+1} - \|\delta U_{\min}^4\|_n^{m+1} - \\ &\quad - \|\delta U_{\min}^4\|_n^{m+1} - \|\delta U_{\min}^4\|_n^{m+1}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Из полученного набора δU_{\max}^1 и минимального значения δU_1 , определенного при анализе ограничений (3), выбирается наименьшее и находится соответствующее ему дискретное значение δU_{\max}^1 .

После этого определяется первое минимальное дискретное значение переменных:

$$\left. \begin{aligned} \|\delta U_{\min}^1\|_k^5 &\leq \|\delta U_{\max}^1\|_k^5 - \|\delta U_{\max}^1\|_k^5; \\ \|\delta U_{\min}^1\|_n^{m+1} &\leq \|\delta U_{\max}^1\|_n^{m+1} - \|\delta U_{\max}^1\|_n^{m+1} - \\ &\quad - \|\delta U_{\min}^1\|_n^{m+1} - \|\delta U_{\min}^1\|_n^{m+1}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

которые затем запоминаются. Если для какой-либо из потребительских линий 1-го узла верхние и нижние пределы переменной совпадают, то эта переменная исключается из решения.

Если значения $\|\delta U_{\max}^0\|_k^5$, $\|\delta U_{\max}^0\|_l^{k+1}$, ..., $\|\delta U_{\max}^0\|_n^{m+1}$ совпадают с первыми значениями $\|\delta U_{\min}^1\|_k^5$, $\|\delta U_{\min}^1\|_l^{k+1}$, ..., $\|\delta U_{\min}^1\|_n^{m+1}$, то первая

независимая переменная исключается из решения и на первом магистральном участке принимается сечение провода, соответствующее δU_{\max}^0 . В противном случае запоминаются потребительские линии, на которых изменился номер сечения провода, и первая независимая переменная участвует в дальнейшем решении задачи. Аналогичным образом поступают со 2-й независимой переменной:

$$\left. \begin{aligned} \delta U_{\max 2} &\leq \delta U_{\max 2} - \delta U_{\min 1} - \delta U_{\min 2} \\ \delta U'_{\max 2} &\leq \delta U_{\max 2} - \delta U_{\min 1} - \delta U_{\min 2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Выбором максимального дискретного значения $\delta U_{\max 2}$ определяется второе дискретное значение соответствующих зависимых переменных:

$$\left. \begin{aligned} \delta U_{\min 2}^{(2)} &\leq \delta U_{\max 2} - \delta U_{\min 1} - \delta U_{\max 2}^{*}; \\ \delta U_{\min 2}^{(2)} &\leq \delta U_{\max 2} - \delta U_{\min 1} - \delta U_{\max 2}^{*} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Если $\delta U_{\min 2}^{(2)} = \delta U_{\max 2}^{(2)}$, ..., $\delta U_{\min l}^{(2)} = \delta U_{\max l}^{(2)}$, то из решения исключается вторая независимая переменная и сечение на втором участке принимается по ограничению $\delta U_{\max 2}$. Полученные значения δU сравниваются с предыдущими ($\delta U_{\min 2}^{(2)}$, ..., $\delta U_{\min l}^{(2)}$), и запоминается наименьшее из них. Для неизвестных δU_{l+1} , ..., δU_m сравнение будет производиться 3 раза, а для δU_{m+1} , ..., δU_n — 4 раза.

Если все независимые переменные были исключены из рассмотрения, то процесс решения заканчивается, в противном случае оставшиеся переменные считаются условно непрерывными и в уравнении (2) знак неравенства заменяется на знак равенства. Точка непрерывного условного минимума описывается системой нелинейных уравнений, которая применительно к электрической сети, изображенной на рис. 1, будет иметь вид [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{b_1}{\delta U^2_1} - \sum_{i=5}^{l=n} \frac{b_i}{\delta U^2_i} &= d_1 - \sum_{i=5}^n d_i; \\ \frac{b_2}{\delta U^2_2} - \sum_{i=k+1}^l \frac{b_i}{\delta U^2_i} &= d_2 - \sum_{i=k+1}^l d_i; \\ \frac{b_3}{\delta U^2_3} - \sum_{i=l+1}^n \frac{b_i}{\delta U^2_i} &= d_3 - \sum_{i=l+1}^n d_i; \\ \frac{b_4}{\delta U^2_4} - \sum_{i=m+1}^n \frac{b_i}{\delta U^2_i} &= d_4 - \sum_{i=m+1}^n d_i; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\|Z\| \|\delta U\| - \|\delta U_{\max}\| = 0. \quad (9)$$

Зависимые переменные из уравнения (9) выражаются через независимые и подставляются

в уравнения (8):

$$\begin{aligned}
 \frac{b_1}{\delta U_{11}^2} - \sum_{i=5}^k \frac{b_i}{(\delta U_{di} - \delta U_1)^2} - \\
 - \sum_{i=k+1}^l \frac{b_i}{(\delta U_{di} - \delta U_1 - \delta U_2)^2} - \\
 - \sum_{i=l+1}^m \frac{b_i}{(\delta U_{di} - \delta U_1 - \delta U_3)^2} - \\
 - \sum_{i=m+1}^n \frac{b_i}{(\delta U_{di} - \delta U_1 - \delta U_3 - \delta U_4)^2} = \\
 = d_1 - \sum_{i=5}^n d_i; \quad \frac{b_2}{\delta U_{22}^2} - \\
 - \sum_{i=k+1}^l \frac{b_i}{(\delta U_{di} - \delta U_1 - \delta U_2)^2} = d_2 - \sum_{i=k+1}^l d_i; \\
 \frac{b_3}{\delta U_{33}^2} - \sum_{i=l+1}^m \frac{b_i}{(\delta U_{di} - \delta U_1 - \delta U_3)^2} - \\
 - \sum_{i=m+1}^n \frac{b_i}{(\delta U_{di} - \delta U_1 - \delta U_3 - \delta U_4)^2} = \\
 = d_3 - \sum_{i=l+1}^n d_i; \\
 \frac{b_4}{\delta U_{44}^2} - \sum_{i=m+1}^n \frac{b_i}{(\delta U_{di} - \delta U_1 - \delta U_3 - \delta U_4)^2} = \\
 = d_4 - \sum_{i=m+1}^n d_i.
 \end{aligned} \tag{10}$$

Система нелинейных уравнений (10) решается обобщенным методом Ньютона [Л. 5]. Метод является комбинированным и основан на использовании метода наискорейшего спуска, пока предыдущая невязка системы (10) больше последующей, иначе используется собственно метод Ньютона. К достоинствам обобщенного метода Ньютона следует отнести большую скорость сходимости и слабую зависимость от нулевого приближения.

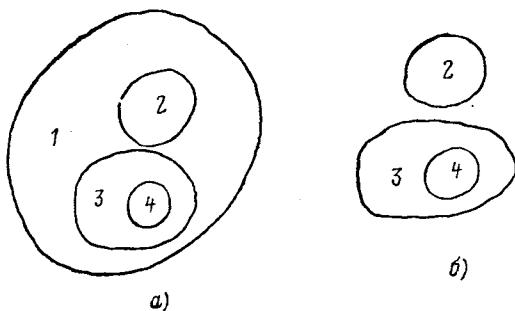


Рис. 3.

При переходе к дискретному решению начинается выбор альтернативных дискретных значений переменных, так как они находятся либо «слева» либо «справа» относительно $\delta U_{\text{расч } i}$.

В общем случае число вариантов такого состояния равно $s = 2^p - 1$, где p — число независимых переменных, оставшихся после непрерывного решения.

Выбор оптимального дискретного значения переменной осуществляется в следующей последовательности. У тех независимых переменных, которые лежат в допустимой области решения, вычисляются приrostы затрат ΔZ_i и приrostы переменных $\Delta(\delta U_i)$ при уменьшении сечения провода на одну ступень:

$$\begin{aligned}
 \Delta Z_i &= Z_{0i} - Z_{1i}; \\
 \Delta(\delta U_i) &= \delta U_{0i} - \delta U_{1i}.
 \end{aligned} \tag{11}$$

Предположим, что в процессе непрерывного решения остались независимые переменные δU_1 , δU_3 и δU_4 . Тогда реализуются переборы по одному (1, 3, 4), по два (1,3; 1,4; 3,4) и по три (1,3,4). Разберем один из вариантов перебора по одному. С уменьшением сечения провода на первом участке затраты на нем уменьшаются, а потери напряжения увеличиваются, что приведет к уменьшению потерь напряжения и к увеличению затрат на участках $5 \div n$. Если суммарный прирост затрат первого и $(5+n)$ -го участков отрицательный, то вариант запоминается, в противном случае он отбрасывается и из перебора исключаются все варианты, содержащие единицу: 1; 1,3; 1,4; 1,3,4, а вариант 3,4 остается. В переборе по два суммируются соответствующие приросты затрат и потерь напряжений в соответствии с матрицей инциденций. Например, в варианте 1,3 потери напряжения на участках $5 \div k$ уменьшаются на $\Delta(\delta U_1)$, а на участках l_1+1, \dots, m — на $\Delta(\delta U_1) + \Delta(\delta U_3)$. Уменьшение числа вариантов перебора может происходить и по причине выхода за пределы шкалы стандартных сечений проводов на соответствующих потребительских участках. В результате запоминается вариант с максимальным по модулю приростом затрат, который признается как положительное решение.

На основе изложенного алгоритма составлена программа проектирования системы распределения электрической энергии для подвижных объектов на языке АЛГОЛ-60 применительно к ЦВМ типа М-20. Время решения задачи в соответствии с этой программой зависит от числа независимых переменных, от общего числа неизвестных и от допустимых потерь напряжения. К недостатку данного алгоритма следует отнести то, что с увеличением числа неизвестных переменных резко возрастает время решения задачи. На современных типах самолетов гражданской транспортной авиации число независимых переменных достигает $220 \div 250$, а число переменных — $800 \div 1000$. При «жестких» ограничениях число переборов может быть очень большим.

Для уменьшения размерности задачи и сокращения времени ее решения представляется, что дальнейшее совершенствование алгоритма должно происходить в направлении разбиения задачи на

несколько самостоятельных подзадач. В отличие от схемы на рис. 1, где сеть представлена как однокорневое дерево, на рис. 3,а дано другое графическое представление сети. Здесь мы имеем дело с частным случаем так называемых «вложенных множеств», т. е. совокупностью множеств, в которой всякая пара множеств или не пересекается, или же одно из множеств пары содержит другое [Л. 6]. Если задаться значением первой переменной, то множество 1 распадается на два самостоятельных подмножества 2 и 3 (рис. 3,б), что позволяет найти оптимальные непрерывные значения независимых переменных $\delta U_2^{(1)}$, $\delta U_3^{(1)}$ и $\delta U_4^{(1)}$.

Из уравнения (9) следует, что сумма удельных приростов затрат для узла равна нулю. Используя эту закономерность, первое уравнение системы (10) перепишем в виде:

$$\frac{b_1}{\delta U_1^2} - \frac{b_2}{\delta U_2^2} - \frac{b_3}{\delta U_3^2} - \sum_{i=5}^k \frac{b_i}{(\delta U_{4i} - \delta U_1)^2} = d_1 - d_2 - d_3 - \sum_{i=5}^k d_i, \quad (12)$$

на основе которого определяется непрерывное значение для $\delta U_1^{(1)}$. Изменение δU_1 вызовет соответствующее изменение $\delta U_2, \dots, \delta U_4$. Найдем второе значение $\delta U_2^{(2)}, \delta U_3^{(2)}, \delta U_4^{(2)}$. Подставим в (12) и вычислим $\delta U_1^{(2)}$ и т. д. Решение заканчивается тогда, когда абсолютная разность между последующими и предыдущими значениями 1-й переменной будет вычислена с заданной точностью:

$$|\delta U_1^{i+1} - \delta U_1^i| \leq \epsilon. \quad (13)$$

Указанный прием применительно к сети, конфигурация которой изображена на рис. 1, дает возможность сократить размерность задачи в 2 раза.

Преимуществом изложенного алгоритма дискретной оптимизации электрической сети по сравнению с существующими является принципиальная возможность его реализации при любой конфигурации и размерности сети, а также при любом многообразии ограничений. Поиск оптимума в системе производится с минимальными затратами памяти ЦВМ, так как вначале определяется область допустимого решения, а затем выявляется положение точки дискретного минимума критерия. Кроме того, в комбинированном алгоритме до конца используются преимущества методов непрерывного и дискретного программирования.

Алгоритм является обобщенным и допускает дальнейшее его совершенствование как в плане использования для оптимизации электрической сети, так и в плане оптимизации ее структуры и размещения на объекте основных элементов: центрального и других распределительных устройств, трансформаторов, преобразователей и т. п.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кривенцев В. И. Алгоритм расчета электрических распределительных сетей автономных систем.— «Электричество», 1978, № 5.
2. Кривенцев В. И.— Критерий оценки эффективности оборудования электроэнергетических систем транспортных средств.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 1.
3. Кривенцев В. И. Оптимизация плотности тока для распределительных сетей подвижных объектов.— «Электричество», 1978, № 3.
4. Корбут А. А., Финкельштейн Ю. Ю. Дискретное программирование. М.: Наука, 1969.
5. Фиакко А., Мак-Кормик Г. Нелинейное программирование. М.: Мир, 1972.
6. Кнут Д. Искусство программирования для ЭВМ. М.: Мир, 1976, т. I.

[17.11.78]



УДК 621.316.722

Компенсация потерь и несимметрии напряжения последовательно включаемыми конденсаторами с междупроводной магнитной связью

СИНЕВ В. С., канд. техн. наук
Наро-Фоминск, Московская обл.

Среди потребителей трехфазных сетей значительное место занимают крупные однофазные потребители с резко переменным режимом работы: электрические железные дороги переменного тока, электротехнические установки и т. д. Такие потребители создают несимметрию и колебания напряжения, отрицательно влияющие на качество энергии и, следовательно, на режим работы трехфазных силовых и осветительных нагрузок. Поэтому необходимы экономичные многофункциональные устройства, положительно воздействующие одновременно на несколько показателей качества энергии [Л. 1].

Для этих целей разработаны симметрирующие устройства (СУ), которые можно назвать устройст-

вами поперечного симметрирования, так как в них используются элементы, подключаемые параллельно потребителям [Л. 2]. В регулируемом СУ формируется ток, создающий в сумме с током однофазных нагрузок симметричную систему токов, благодаря чему падения напряжения в питающей системе и, следовательно, трехфазное напряжение у потребителя остаются симметричными. В симметрирующих устройствах, как правило, используются статические компенсаторы реактивной мощности — конденсаторы, что одновременно обеспечивает снижение потерь энергии в сетях и повышение среднего уровня напряжения у потребителя.

Однако на практике встречаются случаи, когда симметрирование тока в питающем центре не га-

рантирует симметрию напряжения в отдельных пунктах системы из-за несимметрии сопротивлений питающей системы или когда в отдельных пунктах системы симметрирование тока целесообразно, но симметрирование напряжения необходимо. Например, на электрифицированных железных дорогах переменного тока симметрирование тока в питающей системе осуществляется без дополнительных затрат путем присоединения примерно равных однофазных нагрузок к различным фазам системы [Л. 3]. Но на каждой тяговой подстанции, питающей только два плача однофазной тяговой нагрузки, несимметрия тока существенна и может вызывать недопустимую несимметрию напряжения на шинах подстанции.

Активные сопротивления понизительного трансформатора и подводящего участка линии электропередачи достаточно малы, чтобы можно было сделать заключение о преимуществе продольного СУ перед поперечным. Если элементы поперечного СУ должны быть рассчитаны на полное напряжение и ток, примерно равный току однофазной нагрузки, то падения напряжения на элементах последовательного включения на порядок меньше при том же токе, т. е. установленная мощность продольного устройства много меньше. Кроме того, поперечное СУ в отличие от продольного устройства требует регулирования параметров и не решает проблему колебаний напряжения.

К известным устройствам продольного симметрирования относятся продольные (бустерные, вольтодобавочные) трансформаторы, сдвоенные реакторы, продольная емкостная компенсация, а также разрабатываемые в последние годы конденсаторно-трансформаторные устройства с междуфазной магнитной связью. Предварительно сравним основные характеристики перечисленных устройств.

Регулируемые продольные трансформаторы. Падения напряжения на этих трансформаторах, регулируемые подмагничиванием в функции тока или напряжения обратной последовательности, компенсируют несимметрию напряжения, вызванную соответственно несимметрией сопротивлений питающей системы или тока нагрузки. Устройства такого типа воздействуют лишь на один показатель качества энергии, в чем их решающий недостаток, и в то же время характеризуются сравнительно высокой стоимостью из-за наличия системы регулирования.

Сдвоенные реакторы. Некоторые потребители (плавильные печи, прокатные станы, электросварка) работают в резкопеременном режиме и, хотя по условиям собственной работы не предъявляют высоких требований стабильности напряжения, создают значительные колебания напряжения на зажимах других потребителей, питающихся от общего понизительного трансформатора. Если при этом «ударная» нагрузка является несимметричной или однофазной, она создает также и несимметрию трехфазного напряжения. Для устранения влияния такой нагрузки на «спокойную», т. е. для снижения колебаний и несимметрии напряжения, используется ряд устройств, близких по принципу действия и осуществляемых функциям: сдвоенные реакторы без сердечника [Л. 4], реакторы с ферромагнитным

сердечником, имеющим немагнитный зазор [Л. 5], реакторы с автотрансформаторами [Л. 6].

В качестве примера можно привести применяемый в Великобритании компенсатор колебаний напряжения [Л. 6]. Его отличительная особенность — возможность компенсации не только индуктивной, но и активной составляющей сопротивления системы в общей ветви ударных и спокойных нагрузок. На рис. 1 показана схема компенсатора и его «развязанная» схема замещения при коэффициенте трансформации, равном 1, составленная по матрице контурных сопротивлений компенсатора, рассматриваемого как совершенный трансформаторный элемент [Л. 7], при выборе направлений двух контурных токов соответственно от P к U и от P к C

$$\begin{aligned} Z - Z \parallel \\ - Z \quad Z \parallel \end{aligned}$$

Можно выбрать значение Z , равное по модулю и аргументу сопротивлению питающей системы до точки распределения, — это ведет к полной компенсации колебаний и несимметрии напряжения в точке C . Недостатком сдвоенных реакторов является увеличение индуктивного сопротивления в контуре спокойных нагрузок и, следовательно, потеря напряжения от их собственного тока.

Продольная емкостная компенсация (ПЕК). В соответствии с рекомендациями МЭК конденсаторы, последовательно включаемые в энергосистемах, служат для повышения нагрузочной способности линии, для улучшения распределения нагрузки между параллельно работающими линиями, для уменьшения потерь энергии, для автоматической и мгновенной компенсации колебаний напряжения. Кроме того, если конденсаторы включены до точки раздела питания однофазных и трехфазных потребителей, они симметрируют напряжения в этой точке. Наиболее эффективна ПЕК в условиях резкопеременных мощных однофазных нагрузок, например в тяговом электроснабжении [Л. 8].

Конденсаторно-трансформаторные устройства для симметрирования напряжения (УСН). В последние годы предложены схемные решения, в которых последовательно включаемые конденсаторы дополнены трансформаторами, связывающими различные фазы системы или провода одноименных фаз с различным напряжением. Устройство такого типа выполняет все функции ПЕК, но обладает рядом преимуществ. Например, недостатком ПЕК является увеличение токов короткого замыкания в системе. Известно, однако, что разделительные трансформаторы или катушки с ферромагнитным сердечником, подключаемые параллельно конденсаторам ПЕК, вследствие нелинейности, проявляющейся при значительных токах, обеспечивают снижение тока сквозного короткого замыкания и защиту конденсаторов от перегрузок. Эта функция трансформатора сохраняется и при использовании его в УСН для междупроводной магнитной связи, так как одна из его обмоток включена параллельно батарее конденсаторов [Л. 9—11].

В некоторых схемах УСН использование связывающих трансформаторов позволяет компенсировать несимметрию напряжения, вызванную активными сопротивлениями питающей системы [Л. 9], но в отличие от описанного выше компенсатора

(см. рис. 1) этот эффект достигается с помощью только емкостного собственного сопротивления элементов УСН, т. е. без дополнительных потерь энергии.

Междудфазная магнитная связь позволяет также уменьшить количество аппаратуры защиты и управления по сравнению с ПЕК за счет уменьшения числа конденсаторных батарей и установки их лишь в один из проводов системы при сохранении симметрирующего эффекта [Л. 10]. Преимущество УСН проявляется и в тех случаях, когда однофазные и трехфазные потребители питаются от различных по модулю и фазе систем напряжения, например, от разных обмоток трехфазного трехобмоточного понизительного трансформатора [Л. 9]. При этом УСН, содержащее минимум конденсаторных батарей, заменяет ПЕК, устанавливаемую одновременно на выводах высокого и низкого напряжения.

На Байкало-Амурской магистрали и других вновь электрифицируемых железных дорогах страны предполагается применение трехпроводной системы тягового электроснабжения 2×25 кВ [Л. 3 и 12]. Наименьшая приведенная индуктивность и, следовательно, минимальные потери напряжения в такой системе имеют место при равенстве встречно направленных токов контактного и питающего проводов, т. е. при симметрии двухфазной системы с фазным сдвигом 180° . Однако сопротивления двух контуров системы («контактный провод — рельс» и «питающий провод — рельс») отличаются друг от друга, что ведет к несимметрии токов, которая увеличивается при регулировании коэффициента трансформации понизительного трансформатора или при использовании несвязанной двухфазной ПЕК. Для симметрирования напряжения и тока системы 2×25 кВ в Японии предложены схемы ПЕК со связывающим трансформатором [Л. 13], которые также можно отнести к рассматриваемому классу устройств.

В настоящей статье показывается, что УСН может осуществлять продольное симметрирование напряжения независимо от схемы и параметров системы комплексного электроснабжения однофазных и трехфазных потребителей, если только система напряжения холостого хода симметрична. При этом схема электроснабжения может быть максимально простой, и тем самым создается возможность снижения стоимости подстанций. В условиях электрических железных дорог применение УСН позволяет использовать для питания районных потребителей симметричным трехфазным напряжением однофазные тяговые трансформаторы, соединяемые по схеме открытого (неполного) треугольника.

Формирование матрицы УСН. Для синтеза УСН целесообразно применение метода, изложенного в [Л. 7], который в качестве исходного обобщенного параметра использует матрицу контурных сопротивлений синтезируемой цепи. Эта матрица может быть получена по условию поставленной задачи, в данном случае — задача продольного симметрирования трехфазного напряжения при однофазных нагрузках и несимметричной трехпроводной питающей системе.

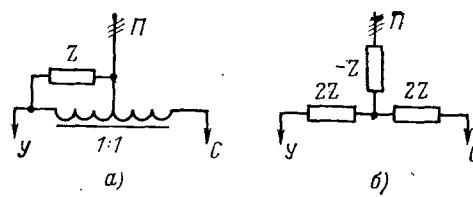


Рис. 1. Однолинейная схема компенсатора колебаний напряжения (а) и его «развязанная» схема замещения (б).
 P — питающая подстанция; y — ударная нагрузка; C — спокойная нагрузка.

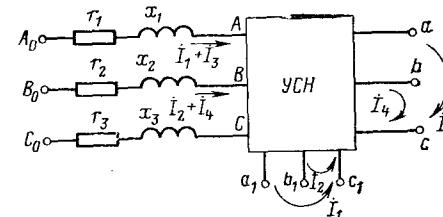


Рис. 2. Схема питающей системы с УСН в пункте распределения однофазных и трехфазных нагрузок.

Пусть питающая система несимметрична и характеризуется сопротивлениями, расположеннымными на схеме между точками A_0, B_0, C_0 и ABC (рис. 2), причем на ее входе (A_0, B_0, C_0) трехфазное напряжение симметрично. Требуется в пункте распределения энергии между трехфазными симметричными потребителями, подключаемыми к зажимам a, b, c , и однофазными, подключаемыми к зажимам a_1, b_1, c_1 , включить устройство, обеспечивающее симметрию напряжения на выводах a, b, c независимо от токов всех нагрузок. Устройство должно состоять из элементов, имеющих емкостное сопротивление, с целью одновременной компенсации потерь напряжения в системе.

В рассматриваемой системе вместе с УСН можно выделить четыре независимых контурных тока: токи I_1 и I_2 задают любое возможное сочетание однофазных нагрузок или любую несимметричную нагрузку, токи I_3 и I_4 трехфазной нагрузки считаем симметричными, т. е. $I_4 = a^2 I_3$. Системы напряжений A_0, B_0, C_0 и a, b, c в общем случае отличаются друг от друга модулями и аргументами одноименных напряжений, но по условию задачи разности их, поскольку обе системы симметричны, образуют также симметричную систему напряжений, т. е.

$$\dot{U}_{A_0 C_0} - \dot{U}_{a c} = (\dot{U}_{B_0 C_0} - \dot{U}_{b c}) e^{i60^\circ}. \quad (1)$$

Раскрываем выражение (1), присваивая элементам матрицы УСН $\|x_C\|$ индексы, соответствующие номерам выбранных контуров:

$$\begin{aligned} & -jx_{C31} I_1 - jx_{C32} I_2 - jx_{C33} I_3 - jx_{C34} a^2 I_3 + \\ & + (Z_1 + Z_2) I_1 + Z_2 I_2 + (Z_1 + Z_3) I_3 + Z_3 a^2 I_3 = \\ & = [-jx_{C41} I_1 - jx_{C42} I_2 - jx_{C43} I_3 - jx_{C44} a^2 I_3 + Z_3 I_1 + \\ & + (Z_2 + Z_3) I_2 + Z_3 I_3 + (Z_2 + Z_3) a^2 I_3] e^{i60^\circ}. \end{aligned} \quad (2)$$

По условию задачи равенство (2) не зависит от величин I_1, I_2, I_3 , поэтому сгруппируем слагаемые по токам, приравняем коэффициент левой и

правой частей при одинаковых переменных и в результате получим три комплексных уравнения:

$$\left. \begin{aligned} -jx_{C31} + Z_1 + Z_3 &= x_{C41} e^{-j30^\circ} + Z_2 e^{j60^\circ}; \\ -jx_{C32} + Z_3 &= x_{C42} e^{-j30^\circ} + Z_1 e^{j60^\circ} + Z_2 e^{j60^\circ}; \\ -jx_{C33} + x_{C34} e^{j150^\circ} + Z_1 + Z_2 e^{-j60^\circ} &= \\ &= x_{C43} e^{-j30^\circ} + x_{C44} e^{-j150^\circ} + Z_2 e^{-j60^\circ} + Z_3. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Каждое из уравнений (3) образует два вещественных с двумя неизвестными, кроме последнего, в котором три неизвестных. Решая полученную систему из шести вещественных уравнений с семью неизвестными, определяем матрицу контурных сопротивлений УСН, в которой элементы x_{C11} , x_{C22} , x_{C12} (x_{C21}), x_{C43} (x_{C34}) имеют безразличные значения, т. е. не определены условием задачи:

$$\|Z\|_{y_{CH}} = -j_1$$

x_{C11}	x_{C12}	$\frac{r_1 - r_3}{\sqrt{3}} + x_1 + x_3$	$\frac{2r_1 + r_2}{\sqrt{3}} + x_2$
x_{C21}	x_{C22}	$\frac{-2r_2 - r_3}{\sqrt{3}} + x_3$	$\frac{-r_2 + r_3}{\sqrt{3}} + x_2 + x_3$
$\frac{r_1 - r_3}{\sqrt{3}} + x_1 + x_3$	$\frac{-2r_2 - r_3}{\sqrt{3}} + x_3$	$2x_{C43} + \frac{2r_2 - r_1 - r_3}{\sqrt{3}} + x_1 - x_3$	x_{C34}
$\frac{2r_1 + r_2}{\sqrt{3}} + x_2$	$\frac{-r_2 + r_3}{\sqrt{3}} + x_2 + x_3$	x_{C43}	$2x_{C43} + \frac{r_2 + r_3 - 2r_1}{\sqrt{3}} + x_2 - x_3$

(4)

В соответствии с методикой [Л. 7] при синтезе цепи с трансформаторными элементами (ТЭ) отношение чисел витков выбранного трансформатора равно отношению элементов одной из строк исходной матрицы. Поэтому значение x_{C43} (x_{C34}) должно быть выбрано заранее. Целесообразно принять его равным общему для 3-го и 4-го контуров индуктивному сопротивлению x_3 , что обеспечивает минимальные потери напряжения в цепи трехфазной нагрузки. Элементы x_{C11} , x_{C12} , x_{C22} могут быть определены после выбора ТЭ и соответствующего пропорционального пересчета сложением матриц полученных двух элементов УСН.

При выборе первого ТЭ, например, по 4-й строке исходной матрицы (4) после расчета элементов матрицы ТЭ и вычитания ее из исходной получается матрица, в которой элементы 4-й строки (и 4-го столбца) — нулевые. Затем по 3-й строке матрицы выбирается второй ТЭ, коэффициенты трансформации которого соответствуют отношениям элементов 3-й строки, а остальные элементы матрицы второго ТЭ определяются пропорциональным пересчетом. В результате матрица УСН реализуется не более чем двумя ТЭ.

В рассмотренном способе симметрирования междуфазная магнитная связь создает эффект компенсации активных сопротивлений питающей си-

стемы путем передачи энергии из одной фазы в другую. Одновременно устраняется влияние реактивных сопротивлений на уровень напряжения, который может быть определен для каждого контура по соответствующему входному сопротивлению, т. е. сумме одноименных элементов главной диагонали двух матриц — питающей системы и УСН. Например, суммарное сопротивление 4-го контура при $x_{C43} = x_3$

$$Z_{44} = Z_2 + Z_3 - jx_{C44} = r_2 + r_3 + jx_2 + \\ + jx_3 - j2x_3 + j\frac{2r_1 - r_2 - r_3}{\sqrt{3}} - jx_2 + jx_3.$$

Как видим, реактивные сопротивления системы на уровень напряжения не влияют, а при условии $2r_1 = r_2 + r_3$

$$Z_{44} = r_2 + r_3,$$

т. е. активные сопротивления питающей системы

x_{C11}	x_{C12}	$\frac{r_1 - r_3}{\sqrt{3}} + x_1 + x_3$	$\frac{2r_1 + r_2}{\sqrt{3}} + x_2$
x_{C21}	x_{C22}	$\frac{-2r_2 - r_3}{\sqrt{3}} + x_3$	$\frac{-r_2 + r_3}{\sqrt{3}} + x_2 + x_3$
$\frac{r_1 - r_3}{\sqrt{3}} + x_1 + x_3$	$\frac{-2r_2 - r_3}{\sqrt{3}} + x_3$	$2x_{C43} + \frac{2r_2 - r_1 - r_3}{\sqrt{3}} + x_1 - x_3$	x_{C34}
$\frac{2r_1 + r_2}{\sqrt{3}} + x_2$	$\frac{-r_2 + r_3}{\sqrt{3}} + x_2 + x_3$	x_{C43}	$2x_{C43} + \frac{r_2 + r_3 - 2r_1}{\sqrt{3}} + x_2 - x_3$

входят только как активные составляющие в суммарное сопротивление после УСН.

Схему УСН в общем виде строить нет смысла, поэтому рассмотрим один численный пример и два частных случая, встречающиеся в условиях электрических железных дорог переменного тока.

Пример. Даны активные и индуктивные сопротивления фаз несимметричной питающей системы в омах: $r_1 = \sqrt{3}$, $r_2 = 2\sqrt{3}$, $r_3 = 3\sqrt{3}$, $x_1 = 4$, $x_2 = 5$, $x_3 = 8$. Построим схему УСН.

Определяем матрицу УСН по общему виду (4), приняв $x_{C43} = x_3 = 8$:

$$\|x_C\| = \begin{vmatrix} . & . & 10 & 13 \\ . & . & 1 & 14 \\ 10 & 1 & 12 & 8 \\ 13 & 14 & 8 & 16 \end{vmatrix},$$

где точками обозначены элементы, значения которых не влияют на симметрию напряжения на зажимах a , b , c .

Выбирая первый ТЭ по 4-й строке этой матрицы, второй — по 3-й строке матрицы, полученной после вычитания матрицы первого ТЭ из исходной, находим матрицы двух ТЭ с собственными емкостными сопротивлениями:

$$\|x_C\|_1 + \|x_C\|_2 = \begin{vmatrix} 10,6 & 11,4 & 6,5 & 13 \\ 11,4 & 12,25 & 7 & 14 \\ 6,5 & 7 & 4 & 8 \\ 13 & 14 & 8 & 16 \end{vmatrix} +$$

$$+ \begin{vmatrix} 1,125 & -2,25 & 3 & 0 \\ -2,25 & 4,5 & -6 & 0 \\ 3 & -6 & 8 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Схема полученного УСН приведена на рис. 3.

Синтез УСН при $r_1=r_2=r_3=0$ и $x_1=x_2=x_3=x$.

В тех случаях, когда активные сопротивления питающей системы достаточно малы, чтобы можно было пренебречь их влиянием на симметрию напряжения, матрица (4) значительно упрощается и разбивается на четыре одинаковых подматрицы 2-го порядка (при $x_{43}=x$):

$$\|Z\|_{УСН} = -j \begin{vmatrix} 2x & x \\ x & 2x \end{vmatrix}. \quad (5)$$

В этом случае требуется лишь один трансформаторный элемент, ибо

$$\begin{vmatrix} 2x & x \\ x & 2x \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0,5x & x \\ x & 2x \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 1,5x & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}, \quad (6)$$

где второе слагаемое соответствует электрическому элементу в 1-м (3-м) контуре.

В условиях тяговых подстанций целесообразно обе конденсаторные батареи размещать в одном проводе — отсасывающем, который подключается к рельсовой цепи. В соответствии с этим требованием схема УСН по разложению (6) приобретает вид, показанный на рис. 4, слева. Неучет активных сопротивлений питающей системы позволяет объединить выводы одно- и трехфазных потребителей, что соответствует вырождению матрицы (4) в (5).

Возможно также использование УСН с двумя ТЭ, схема которого показана на рис. 4, справа [Л. 10]. Если в этой схеме коэффициенты трансформации равны 1:1, т. е. в каждом трансформаторе один из контурных токов протекает дважды во встречном направлении по одинаковым обмоткам, то матрица устройства равна $\begin{vmatrix} x & 0 \\ 0 & x \end{vmatrix}$, так что устройство эквивалентно включению двух емкостных сопротивлений в два провода и потому не обеспечивает полного симметрирующего эффекта. Но можно выбрать параметры цепи так, что ее матрица будет равна (5). Для этого матрицу (5) нужно разложить на две матрицы ТЭ следующим образом:

$$\begin{vmatrix} 2x & x \\ x & 2x \end{vmatrix} = x \left(\begin{vmatrix} 1,866 & 0,5 \\ 0,5 & 0,134 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0,134 & 0,5 \\ 0,5 & 1,866 \end{vmatrix} \right). \quad (7)$$

Таким образом, коэффициент трансформации между контурами 2 и 1 для первого ТЭ (1 и 2 — для второго) должен быть равен

$$0,134 : 0,5 = 0,5 : 1,866 = 0,268,$$

а между обмотками каждого ТЭ (поскольку один из токов проходит через обе обмотки во встречном направлении) —

$$1 - 0,268 = 0,732.$$

Полученные параметры указаны на схеме (рис. 4).

Обе рассмотренные схемы при параметрах соответственно (6) и (7) (см. рис. 4) симметрируют напряжение и увеличивают пропускную способность сети в такой же степени, как ПЕК при $x_c=x$

Рис. 3. Схема УСН для несимметричной питающей системы.

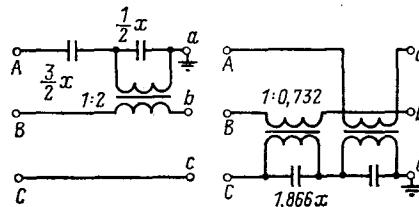
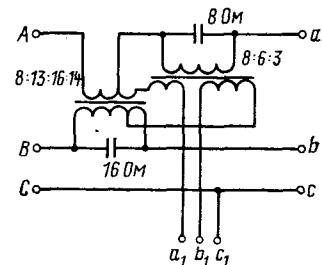


Рис. 4. Схемы УСН для симметричной питающей системы с малым активным сопротивлением.

во всех трех проводах, в чем их главное преимущество перед применяемыми схемами ПЕК в одном из проводов тяговой сети¹.

Мощность конденсаторов в обеих схемах одинакова, поскольку они электрически эквивалентны, и равна $5I^2x$, где I — расчетный ток одного тягового плеча (расчетный ток отсасывающего провода при этом равен $\sqrt{3}I$). Сравним их трансформаторную мощность, которая для каждого связывающего трансформатора

$$S = c x_c I_c I, \quad (8)$$

где c — коэффициент трансформации; x_c — емкостное сопротивление батареи конденсаторов; I_c — ток батареи, равный модулю суммы токов двух тяговых плеч, сдвинутых по фазе на 60° , причем один из них трансформируется в соответствии с отношением чисел витков, так что

$$I_c = |I + (c-1)aI|.$$

Для схемы с одним связывающим трансформатором $c=2$; $I_c = |I + aI| = I$; $x_c = 0,5x$; и по формуле (8) получаем

$$S = I^2x,$$

т. е. мощность связывающего трансформатора составляет 20% мощности конденсаторов или около 2% мощности понизительного трансформатора.

Для схемы с двумя связывающими трансформаторами $c=0,732$; $I_c = |I - 0,268aI| = 1,16I$; $x_c = 1,866x$; следовательно, мощность каждого связывающего трансформатора по формуле (8)

$$S = 1,585 I^2x.$$

Таким образом, вторая схема требует в 3,17 большую трансформаторную мощность. Преимущество первой схемы также в том, что она позволяет использовать серийное оборудование: связывающий трансформатор с коэффициентом трансформации 2:1 можно заменить двумя отсасывающими

¹ На действующих электрических железных дорогах переменного тока тяговая обмотка понизительного трансформатора соединена в треугольник, поэтому рассматриваемая величина x соответствует одной трети сопротивления фазы трансформатора.

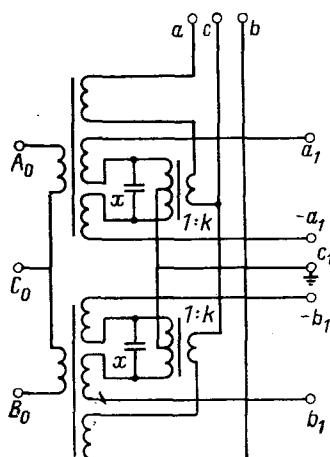


Рис. 5. Схема тяговой подстанции с двумя однофазными понизительными трансформаторами и УСН для системы 2×25 кВ.

трансформатора с выводом ее средней точки на рельс (рис. 5). Тогда по конденсаторной обмотке связывающего трансформатора будет протекать лишь разность токов «прямого» и «обратного» проводов, в оптимальном режиме равная нулю, а нагрузочный ток — только по районной обмотке.

В случае необходимости учета сопротивления подводящей линии и сопротивления районной обмотки трехлучевой схемы замещения понизительных трехобмоточных трансформаторов должны быть соответственно увеличены элементы матрицы (9), в результате чего коэффициент трансформации связывающего трансформатора может отличаться от k .

Выводы. Устройство для компенсации потерь и несимметрии напряжения, содержащее последовательно включаемые конденсаторы и трансформаторы, связывающие различные фазы или провода питающей системы, осуществимо при любой схеме комплексного электроснабжения одно- и трехфазных потребителей. Устройство многофункционально: воздействует на несколько показателей качества энергии, повышает пропускную способность и надежность электрических систем, снижает потери энергии. Схема устройства содержит не более двух трансформаторных элементов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А., Либкинд М. С., Константинов Б. А. Народнохозяйственное значение повышения качества электроэнергии. — Электричество, 1974, № 11.
2. Милях А. Н., Шидловский А. К., Кузнецова В. Г. Схемы симметрирования однофазных нагрузок в трехфазных цепях. Киев: Наукова думка, 1973.
3. Караев Р. И., Волобринский С. Д. Электрические сети и энергосистемы. М.: Транспорт, 1978.
4. Мукосеев Ю. А. Применение сдвоенных реакторов для стабилизации напряжения в сетях промышленных предприятий. — Электричество, 1965, № 4.
5. Либкинд М. С., Церетели К. О. Возможные применения в электроэнергетике сдвоенных реакторов с ферромагнитным сердечником. — В кн.: Повышение качества электрической энергии в распределительных сетях. Киев: Изд. ИЭД АН УССР, 1974.
6. Thomas R. J. Lighting Flicker Correction. — Electrical Times, 1963, vol. 143, № 15.
7. Синев В. С. Синтез магнитно-связанных цепей при уставновившемся режиме. — Электричество, 1977, № 12.
8. Молин Н. И. Области применения и опыт эксплуатации продольной емкостной компенсации в тяговых сетях переменного тока. — Электрификация и энергетическое хозяйство (серия ЦНИИТЭИ МПС), 1974, вып. 3 (83).
9. А. с. № 376854 [СССР]. Устройство для компенсации несимметрии трехфазного напряжения/ Синев В. С. Опубл. в Б. И., 1973, № 17.
10. А. с. № 523480 [СССР]. Устройство для симметрирования напряжения трехфазной сети переменного тока/ Молин Н. И., Зиновьев Н. Д. Опубл. в Б. И., 1976, № 28.
11. Мамошин Р. Р., Лызин И. А. Схемы стабилизации и симметрирования напряжения в сетях тяги, ДПР и районных потребителей. — Труды МИИТ, 1977, вып. 536.
12. Бородулин Б. М., Шухатович Л. И. Система тягового электроснабжения переменного тока 2×25 кВ. — Электрификация и энергетическое хозяйство (серия ЦНИИТЭИ МПС), 1976, вып. 4 (96).
13. Пат. № 50 — 1524 [Япония]. Устройство последовательной компенсации для тяговой сети переменного тока/ Хаяси Масами.
14. А. с. № 628581 [СССР]. Устройство для электроснабжения/ Синев В. С. Опубл. в Б. И., 1978, № 38.

[17.10.78]

трансформаторами типа ОМО с коэффициентами $1:1$, соответственно соединив две обмотки последовательно и две — параллельно.

Синтез УСН при $r_1=r_2=r_3=x_3=0$ и $x_1=x_2=x$. Этот случай соответствует питанию однофазных и трехфазных потребителей от двух однофазных понизительных трансформаторов, соединенных по схеме открытого (неполного) треугольника [Л. 12 и 14], когда учитывается только индуктивное сопротивление понизительного трансформатора.

Если однофазные и трехфазные потребители подключены к разным обмоткам трехобмоточных понизительных трансформаторов с коэффициентом трансформации между ними k (отношение напряжения трехфазных потребителей к напряжению однофазных), а сопротивление питающей системы и УСН приведено к обмотке однофазных потребителей, то в уравнениях (2) и (3) сопротивления x_{C31} , x_{C32} , x_{C41} , x_{C42} нужно умножить на k , а x_{C33} , x_{C43} , x_{C44} — на k^2 . С учетом этого из общего вида (4), принимая $x_{C43}=k^2x_3=0$, получаем матрицу УСН для системы из двух однофазных трехобмоточных трансформаторов:

$$\|x_c\| = \begin{vmatrix} \cdot & kx & 0 \\ \cdot & 0 & kx \\ kx & 0 & k^2x \\ 0 & kx & 0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & x & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} x & 0 & kx & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ kx & 0 & k^2x & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (9)$$

Для системы 2×25 УСН может быть выполнено с трансформаторами, связывающими «прямой» и «обратный» провода тяговой сети, например, в соответствии с [Л. 13], но с добавлением обмотки, включенной последовательно в соответствующий провод районной нагрузки. Однако в этом случае мощность связывающих трансформаторов довольно значительна (6—8% мощности понизительных), так как все три их обмотки должны быть рассчитаны на номинальные токи соответствующих проводов. Снижение мощности связывающего трансформатора до 1—2% понизительного возможно путем включения конденсаторной обмотки между тяговыми полуобмотками понизительного

Исследование установившихся электромагнитных режимов в пофазно-экранированных токопроводах

МЕЕРОВИЧ Э. А., доктор техн. наук, САПАРОВ А. И., инж.

Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

С увеличением единичной мощности генераторов на электрических станциях увеличиваются рабочие токи и токи короткого замыкания в шинах, соединяющих генератор с повышающим трансформатором. Так, номинальный ток для генератора 300 МВт равен 11 кА, для генератора 800 МВт — 24 кА. В аварийном режиме ток в генераторе по сравнению с номинальным током резко возрастает и достигает нескольких сот килоампер. Электродинамические силы, действующие на шины, пропорциональны произведению тока в шине на величину внешнего магнитного поля и достигают нескольких тысяч ньютонов на один метр шины.

Такие силы могут привести к повреждению опорных изоляторов и деформации шин. Для уменьшения электродинамических сил шины токопровода экранируются от внешнего магнитного поля. Мощность испытательных центров по испытанию энергетических установок ограничена и в настоящее время в нашей стране на электродинамическую устойчивость можно испытать токопроводы для генераторов с единичной мощностью до 300 МВт. Кроме того, испытания токопроводов требуют больших капитальных затрат.

Поэтому задача создания алгоритма для расчета установившегося и переходного процесса в токопроводах и его численная реализация на ЦВМ является актуальной. Однако вследствие сложности электромагнитной системы необходимы и эксперименты для того, чтобы понять, насколько идеальные схемы, принимаемые при расчетах, дают приближающиеся к реальности результаты. Работа экспериментальной методики и является одной из целей настоящей статьи.

В настоящее время для большинства мощных генераторов выпускаются токопроводы с пофазно-экранированными шинами. Экраны и шины круглой формы изготовлены из алюминия. Способ соединения экранов влияет на их экранирующее действие. При секционированных экранах в экране каждой фазы под действием магнитного поля соседних фаз наводятся вихревые токи. Наведенные вихревые токи создают встречное внешнему магнитное поле, вследствие чего внутри экрана магнитное поле от соседних фаз резко уменьшается.

При непрерывных экранах, соединенных между собой по концам, экранирующий эффект создается главным образом продольными токами в экранах, обусловленными токами шины той же фазы. Продольные токи по величине близки и по направлению противоположны току шины. Экраны, соединенные через сопротивления, занимают промежуточное положение между непрерывными и секционированными. В них, помимо продольных токов, как и при секционированных, протекают вихревые токи, которые замыкаются в самом экране. Величина вихревых токов определяется внешним магнитным полем от нескомпенсированных составляю-

щих токов соседних фаз. Следовательно, величина внешнего магнитного поля, действующего на шину как при секционированных, так и непрерывных экранах, резко уменьшается. Пропорционально магнитному полю уменьшаются и электродинамические силы, действующие на шины токопровода. Однако появление экрана ухудшает охлаждение экранируемой шины, и в стационарном режиме наведенные токи в экране могут вызвать недопустимый нагрев конструкции токопровода. Применение специальных охлаждающих устройств приводит к уменьшению надежности и удорожанию токопровода. Нагрев конструкции токопровода, вызванный потерями в шинах и экранах, можно уменьшить, оптимизируя режим в самих токопроводах.

В [Л. 1] было показано, что минимальные потери в экранах токопровода возникают при симметричных токах в экранах, равных 0,35—0,50 тока в шине при соотношении $R_a/D=0,35$. В последующих экспериментах отношение это принято равным 0,347.

Ограничение тока в экранах достигается включением в цепь экрана индуктивности токоограничивающих реакторов, например, по схеме (рис. 1). Одной из причин уменьшения потерь при таком режиме является неодинаковое распределение продольных и вихревых токов по толщине экранов. За счет эффекта близости плотность продольного тока больше на внутренней поверхности экрана, а плотность вихревых — на внешней. Следовательно, потери при секционированных или замкнутых накоротко экранах будут больше потерь, возникающих, когда по экрану одновременно протекают соизмеримые продольный и вихревой токи, так как при этом картина распределения плотности тока по толще экрана более равномерна. Однако вследствие того, что токи продольные и вихревые протекают по различным контурам, реальный эффект можно определить только в результате подробного анализа.

Токоограничивающие реакторы должны иметь малое активное сопротивление, линейную вольт-амперную характеристику при рабочих токах (постоянное реактивное сопротивление), а при токах, больше номинального, — нелинейную. Это достигается соответствующим выбором параметров магнитопровода реактора. При аварийных режимах, когда ток в экранах значительно больше номинального, магнитопровод реактора насыщается, сопротивление его падает и продольные токи в экранах по величине приближаются к току в шинах, т. е. экранирующее действие экранов, замкнутых через реактор при аварийных режимах приблизительно такое же, как у непрерывных экранов, замкнутым накоротко.

Расчет переходного процесса в пофазно-экранированных токопроводах с реакторами, включенными на концах и имеющими нелинейные параметры,

Рис. 1. Схема однофазного режима.

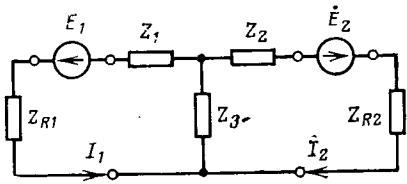
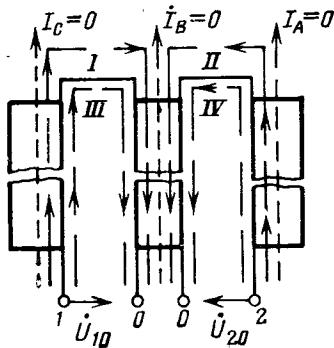


Рис. 2. Схема замещения при линейных реакторах.

представляет собой сложную электротехническую задачу. Для решения этой задачи применим метод эквивалентного генератора [Л. 2]. При этом расчет электромагнитных режимов в токопроводе разбивается на два этапа: на первом этапе решается линейная полевая задача для токопровода с секционированными экранами, определяются напряжения между экранами и синтезируются параметры эквивалентной схемы замещения. На втором — решается цепная нелинейная задача и рассчитываются продольные токи экранов, протекающие через реакторы, и их экранирующий эффект.

В данной статье приводятся результаты экспериментального исследования однофазных установившихся электромагнитных режимов в токопроводах, определяются контурные параметры экранов и их эквивалентная схема замещения. Однофазные испытания опытного образца токопровода ТЭН-300 в переходном и стационарном режимах были проведены в НИЦ ВВА¹. Измерения проводились для различных схем соединения экранов и шин, в частности для схемы, показанной на рис. 2. Измерялись напряжения между экранами, продольные токи в экранах и шинах, а также плотности токов по периметру экранов и магнитное поле на поверхности их.

Продольные токи в экранах и схемы замещения для их определения. В рассматриваемом токопроводе сумма токов для экранов и шин в отдельности равна нулю. Поэтому выделим четыре независимых контура: два для шин и два для экранов (рис. 2). В качестве опорного провода для первого и второго контуров взята шина фазы *B*, для третьего и четвертого контуров — экран фазы *B*. В расчете допускаем, что плотность тока в экранах направлена вдоль осей, а напряжение между экранами в любой точке периметра (перпендикулярно

осям) одно и то же. Это вытекает из выражения

$$E_l = -\operatorname{grad}_l U - \frac{dA_l}{dt},$$

где E_l — напряженность поля в экране; U и A_l — соответственно скалярный и векторный потенциалы; l — направление, на которое проектируется соответствующий вектор. При принятом допущении о направлении тока в экранах: если l — перпендикулярно осям экранов, $F_l=0$ и $A_l=0$ и, следовательно, $\operatorname{grad}_l U=0$, т. е. в направлении, перпендикулярном оси, скалярный потенциал не меняется.

Уравнения, связывающие падение напряжения и токи в контурах при однофазном питании токопровода в стационарном режиме;

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_{10} &= i_c Z_c^{10}, \\ \dot{U}''_{20} &= i_c Z_c^{20}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где \dot{U}'_{10} , \dot{U}''_{20} — напряжения между экранами; i_c — ток, протекающий по шине фазы *C* и равный контурному току, в контуре, образуемом фазами *B* и *C*; Z_c^{10} , Z_c^{20} — взаимное сопротивление первого контура с третьим и четвертым соответственно.

Для однофазного режима, когда ток в первом контуре равен нулю ($i_c=0$), а по второму контуру протекает ток i_A , уравнения аналогичны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}''_{10} &= i_A Z_A^{10}, \\ \dot{U}''_{20} &= i_A Z_A^{20}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Считаем, что параметры токопровода не зависят от токов, протекающих в нем. Поэтому трехфазный режим получаем наложением двух однофазных с учетом сдвига фаз между ними [Л. 3]. Тогда уравнения для контурных величин:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{10} &= i_c Z_c^{10} + i_A Z_A^{10}, \\ \dot{U}_{20} &= i_c Z_c^{20} + i_A Z_A^{20}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Такие же опыты позволяют рассчитать продольные токи в экранах, когда они замкнуты накоротко (непрерывные экраны). Продольные токи в экранах при однофазном режиме, когда ток во втором контуре равен нулю, определяются по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} I'_{1K} &= i_c K_c^1, \\ I''_{2K} &= i_c K_c^2, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где I'_{1K} , I''_{2K} — продольные токи в экранах; K_c^1 , K_c^2 — коэффициенты трансформации между первым и третьим, первым и четвертым контурами соответственно.

Для однофазного режима при протекании тока во втором контуре выражения для токов в экранах аналогичны:

$$\left. \begin{aligned} I''_{1K} &= i_A K_A^1, \\ I'_{2K} &= i_A K_A^2. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Токи в трехфазном режиме получаем наложением двух однофазных:

$$\left. \begin{aligned} I_{1K} &= i_c K_c^1 + i_A K_A^1, \\ I_{2K} &= i_c K_c^2 + i_A K_A^2. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

¹ В экспериментах принимали участие Шахунянц А. А., Мингалеев Т. Х. (ЭНИН), Кухтиков В. А., Базыкин Р. В., Тимонин В. К., Гнетова Л. А. (НИЦ ВВА).

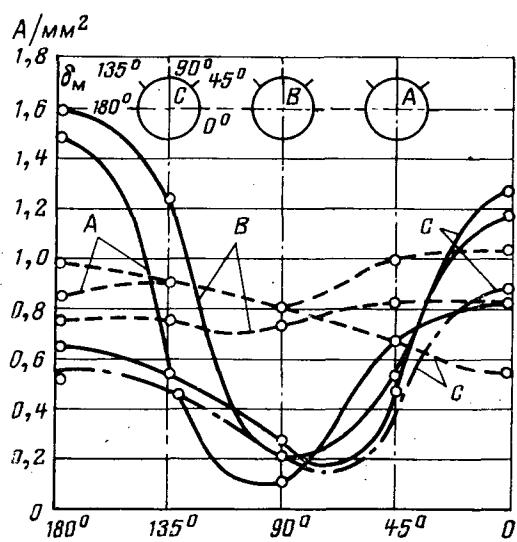


Рис. 3. Распределение плотности тока по периметру экранов.
— экраны секционированные; - - - экраны короткозамкнутые; - · - · - кривая, построенная по выражению (10).

Таким образом, для нахождения напряжения между экранами (экраны секционированы) и продольных токов (непрерывные экраны) в любом трехфазном режиме достаточно произвести измерение двух однофазных режимов. В случае, когда токопровод симметричен относительно средней фазы *B*, достаточно измерить один однофазный режим.

Эквивалентная схема замещения экранов. При отсутствии токов в шинах токопровода уравнения, связывающие напряжения между экранами U_{10} и U_{20} с продольными токами, имеют вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{10} &= i_1 Z_1^{10} + i_2 Z_2^{10}; \\ \dot{U}_{20} &= i_1 Z_1^{20} + i_2 Z_2^{20}, \end{aligned} \quad (7)$$

где i_1, i_2 — продольные токи в контурах экранов.

Относительно зажимов $1-0$ и $2-0$, к которым присоединяют токоограничивающие реакторы и закоротки, экраны токопровода можно представить в виде пассивного четырехполюсника. Уравнения (7), записанные для экранов токопровода, являются одновременно уравнениями четырехполюсника, записанными в *Z*-форме. Коэффициенты при токах — контурные параметры экранов токопровода.

Если принять поле по всей длине экранов плоскопараллельным, то напряжение $\dot{U}_{00}=0$. Такой пассивный четырехполюсник можно представить в виде Т-образной схемы замещения, показанной на рис. 3. Выражения

$$Z_1 = Z_1^{10} - Z_2^{10}; \quad Z_2 = Z_2^{20} - Z_1^{20}; \quad Z_3 = Z_1^{20} \quad (8)$$

дают возможность найти сопротивления Z_1, Z_2, Z_3 , Т-образной схемы замещения по коэффициентам четырехполюсника.

Источники $\dot{E}1$ и $\dot{E}2$ равны напряжениям между экранами, когда последние разомкнуты. Для определения $\dot{E}1$ и $\dot{E}2$ необходимо провести расчет поля при секционированных экранах; эти же величины можно определить экспериментально. Для опреде-

ления собственных и взаимных контурных сопротивлений $Z_1^{10}, Z_1^{20}, Z_2^{20}$ необходимо исследовать два однофазных режима при подведении напряжения к экранам и разомкнутых шинах токопровода. В первом случае напряжение подводится к зажимам $1-0$, при этом зажимы $2-0$ разомкнуты, а во втором — напряжение подводится к зажимам $2-0$. При этом измеряются напряжение между экранами $\dot{U}_{10}, \dot{U}_{20}$ и ток источника. Контурные сопротивления экранов находятся в соответствии с выражениями (1) и (2). В случае симметричного токопровода относительно средней фазы *B* для определения контурных сопротивлений достаточно провести один однофазный режим. Результаты измерения приведены в таблице.

В действительности были использованы результаты измерений одного однофазного режима, несмотря на то, что система не совсем симметрична (собственные контурные сопротивления третьего и четвертого контуров оказались равными 115 и 106 мкОм соответственно).

При сопротивлении реактора 100 мкОм/м ток в экране, рассчитанный по найденной эквивалентной схеме замещения экранов, составляет 44,7% тока в шине. Это достаточно точно совпадает с данными, полученными в [Л. 2], где чисто расчетным путем показано, что при том же сопротивлении реактора продольный ток в экране составляет 47% от тока в шине. Отсюда следует, что определение продольных токов по предложенной экспериментальной методике достаточно надежно.

Найденные параметры эквивалентной схемы замещения экранов справедливы для синусоидальных токов. При включении экранов на нелинейные реакторы в экранах протекают несинусоидальные токи. В этом случае функцию напряжения на реакторах можно разложить в ряд Фурье, и для каждой гармоники рассчитать токи по эквивалентной схеме замещения. При этом параметры схемы замещения Z_1, Z_2, Z_3 для каждой гармоники будут различны.

Вихревые токи в экранах и поле на их поверхности. Поле нагруженных экранов. Были проведены непосредственные измерения распределения поля и тока на внешней поверхности экранов. Мгновенное значение поля измерялось с помощью датчиков Холла, плотность тока — посредством зондов. Сигналы от датчиков поступали на осциллографы. Полученные результаты приведены к току шины с амплитудным значением 14 кА и представлены в виде графиков (рис. 4 и 5). Измерения вихревых токов в секционированных экранах показали, что эти токи неравномерно распределяются по периметру экранов, достигая максимальных значений в точках с геометрическими углами 0, 180° и минимальных — при углах 70—100° (рис. 4). При этом фаза векторов плотности токов по периметру экранов меняется. Магнитное поле на поверхности экранов так же, как и плотность тока, изменяется в широких пределах (от 3 до 11,5 мТ), достигая максимальных значений для фазы *B* при углах 0, 180° и для фазы *C* — при 0° (рис. 5). На этих же рисунках приведены значения поля, полученные в [Л. 4], причем расхождения результатов

Режим	i_C , кА	i_A , кА	i_1 , кА	i_2 , кА	U_{10} , мВ/м	U_{20} , мВ/м	Z_1^{10} , мкОм/м	Z_1^{20} , мкОм/м	Z_{R1} , мкОм/м	Z_{R2} , мкОм/м
Однофазный	0	0	10 0°	0	1150 72°	150 72°	115 72°	15 72°	—	—
Трехфазный	10 ∠0°	10 ∠-120°	0	0	920 ∠63°	930 ∠-38°			∞	∞
Трехфазный	10 ∠0°	10 ∠-120°	8,42 ∠178°	8,64 ∠63°					0	0
Трехфазный	10 ∠0°	10 ∠-120°	4,47 ∠166°	4,5 ∠58°					$j100$	$j100$

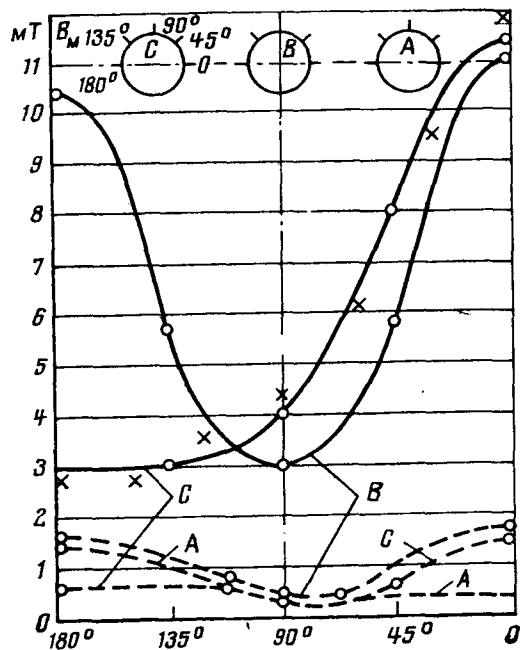


Рис. 4. Значения индукции магнитного поля на внешней поверхности экранов.

— экраны секционированные; — экраны короткозамкнутые; \times — данные [Л. 4].

не превосходят 8%, несмотря на некоторое отклонение от физического подобия обоих случаев.

При закороченных экранах плотность тока меняется в пределах 35% максимального значения, причем по всему периметру вектора плотности токов совпадают по фазе. Одной из причин неравномерности распределения плотности токов по периметру закороченных экранов является неполная компенсация продольными токами экранов поля шин. Продольные токи, приближенно подсчитанные по показаниям зондов плотности тока, составили: в фазе C — 11,06 кА, в фазе A — 12,88 кА, т. е. продольными токами экранов скомпенсировано в фазе C — 79%, а в фазе A — 92% полей собственных шин. Те же токи, измеренные шунтами, в фазах C и A равны соответственно 11,28 и 13,06 кА. Значение индукции поля при закороченных экранах в точке с геометрическими углами 0, 180° не превышает 1,8 мТ, что составляет 17% магнитного поля в той же точке, когда экраны секционированы. Характер распределения плотности тока и магнитного поля по периметру экранов несколько искажено напоминает распределения этих величин при секционированных экранах.

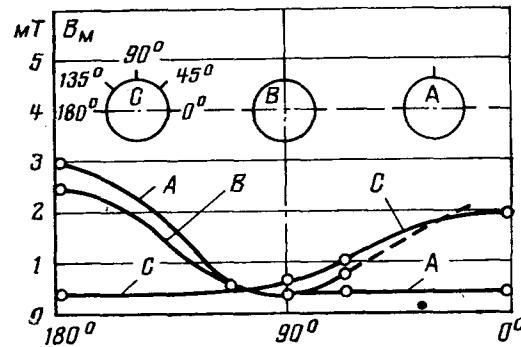


Рис. 5. Индукция магнитного поля на внешней поверхности экранов, соединенных через нелинейные реакторы.

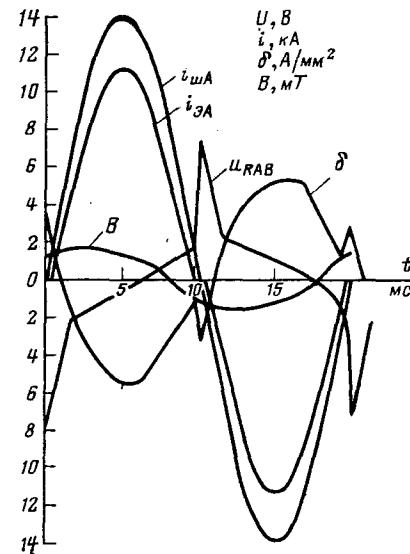


Рис. 6. Осциллограмма мгновенных значений напряжения на реакторе u_R , а.в., тока в экране i_{ZA} , тока шины i_{shA} , плотности тока δ и магнитной индукции B на поверхности экрана фазы A в точке с геометрическим углом 45°.

Следует отметить, что общая длина испытуемого токопровода составляла 9,4 м с длиной прямолинейного участка 6,35 м, в середине которого были установлены измерительные датчики. Экраны закорачивались через измерительные шунты, которые вместе с контактами «шунт — экран» вносили дополнительное сопротивление 6 мкОм/м в контур экранов. Малое сечение закоротки (шунтов) приводит к увеличению неравномерности распределения тока по периметру экранов на его концах, что,

в свою очередь, вызвало увеличение собственного контурного сопротивления экранов. Эти особенности эксперимента, по-видимому, и обусловили неравномерное распределение плотности тока и магнитного поля по периметру экранов при закороченных экранах, а также повлияли на величину продольного тока. В [Л. 1] расчетным путем было показано, что продольные токи при закороченных экранах составляют более 98% токов шин, в то время как в эксперименте эти значения составили 80—92%.

Были проведены также испытания токопровода с экранами, замкнутыми на нелинейные реакторы, при токе в шине с амплитудным значением 80 кА. При таких токах магнитопровод реактора находится в насыщенном состоянии. Несинусоидальное изменение мгновенных значений плотности тока, магнитного поля на поверхности экранов, а также продольных токов и напряжения на реакторах (рис. 6) обусловлены нелинейной характеристикой реактора. Изменение во времени мгновенного значения поля и его максимальное значение определяются нескомпенсированными составляющими токов экрана и шин.

Закон полного тока дает возможность проверить достоверность полученных измерений магнитного поля. Для секционированных экранов интеграл от напряженности магнитного поля по внешней поверхности экрана должен равняться току шины. Для фазы *C* приближенно можно записать:

$$\sum_{i=1}^n B^i_l \Delta l^i = \mu_0 i_{\text{шA}}. \quad (9)$$

Расчет по результатам эксперимента показывает, что мгновенное значение тока в шине 14 кА;

$$\sum_{i=1}^n B^i_l \Delta l^i = 16,5 \text{ МТ} \cdot \text{м}; \quad \mu_0 i_{\text{шA}} = 17,6.$$

Таким образом, погрешность расчета не превышает экспериментальную.

Пусть $\delta_{\text{ср}}$ — средняя плотность тока в сечении ΔS экрана. Учитывая, что $\Delta S = \Delta l d$ и $B = \mu_0 H$, получим связь между магнитной индукцией на поверхности экрана и плотностью тока

$$\delta_{\text{ср}} = \frac{B^1_l - B^2_l}{\mu_0 d}, \quad (10)$$

где d — толщина стенки экрана; B^1_l , B^2_l — индукция соответственно на внешней и внутренней поверхностях экрана. Считаем, что по всему периметру экрана

$$B^2_l = \frac{I_{\text{ш}}}{2\pi R_{\text{внутр}}}, \quad (11)$$

а B^1_l находим из эксперимента. На рис. 4 приведена кривая $\delta_{\text{ср}}$, полученная в соответствии с выражением (10) для фазы *C*. По всему периметру значения $\delta_{\text{ср}}$, полученные по выражению (10), меньше измеренных. Это связано с тем, что при секционированном экране на внешней поверхности его плотность тока максимальна. Кроме того, принятое допущение о том, что внешнее поле не проникает во внутреннюю область экрана, также сказалось на этом расхождении. Однако общая закономерность сохраняется, и расхождения могут быть приписаны не только погрешностям измерения, но и погрешностям, возникающим за счет принятых допущений при выводе выражения (10).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Меерович Э. А., Чельян К. М. Исследование вопросов оптимизации электромагнитных режимов экранированных токопроводов с учетом потерь в токоограничивающих реакторах. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1974, № 5.

2. Меерович Э. А. К расчету нелинейных цепей. — Электричество, 1951, № 9.

3. Перекалин М. А., Караваев Р. И. Исследование индуктированных токов в цилиндрических алюминиевых кожухах трехфазного токопровода. — Изв. вузов. Энергетика, 1960, № 8.

4. Меерович Э. А., Чальян К. М. Экспериментально-аналитический метод расчета электромагнитного поля трехфазных экранированных токопроводов при установившемся режиме. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1970, № 2.

[16.10.78]



УДК 621.372.001.57

Применение графов для построения структурной схемы электрической цепи

РУССКИХ А. А., канд. техн. наук, ЩЕРБАКОВ Б. Ф., инж.

Саранск

Этап составления дифференциальных уравнений и построение устойчивых структурных схем занимает значительную часть времени при исследовании на АВМ электромагнитных процессов в сложных электрических цепях. Как правило, он сопряжен с ошибками, возникающими при составлении и преобразовании уравнений к нормальной форме. Такие уравнения позволяют получать устойчивые, лишенные дифференциальных блоков, квазиоптимальные структурные схемы [Л. 1].

Для получения систем уравнений в такой форме удобно воспользоваться методом переменных состояния [Л. 2]. Для этого по электрической схеме замещения строится ее граф. При получении дерева графа принимается следующий приоритет нумерации ветвей графа:

$$E - C - r - \Gamma - g - S - L - I,$$

где E — независимые э. д. с.; C — емкости ребер; r — сопротивление ребер; Γ — индуктивности ребер;

g — проводимости хорд; S — емкости хорд; L — индуктивности хорд; I — независимые источники тока.

В частности, схеме, изображенной на рисунке *а* пунктирными линиями, соответствует дерево графа с ребрами *1*, *2*, *3* и *4* (рисунок *б*).

Матрицы главных сечений и контуров имеют следующий вид:

Главные сечения	Ребра				Хорды			
	E	$C2$	$C1$	$R1$	$R2$	$R3$	$L1$	$L2$
$\Pi =$	<i>I</i>	1	0	0	0	0	0	1 0
	<i>II</i>	0	1	0	0	0	1	-1 1
	<i>III</i>	0	0	1	0	-1	0	-1 0
	<i>IV</i>	0	0	0	1	1	0	-1 0

Главные контуры	Ребра				Хорды			
	E	$C2$	$C1$	$R1$	$R2$	$R3$	$L1$	$L2$
$\Gamma =$	<i>I</i>	1	2	3	4	5	6	7 8
	<i>II</i>	0	0	1	0	1	0	0
	<i>III</i>	0	-1	0	0	0	1	0
	<i>IV</i>	0	0	-1	0	0	0	1

Каждый элемент матриц равен $+1$, если направление хорды (ребра) совпадает с направлением ребра (хорды), определяющего сечение (контур), и -1 в противном случае.

С учетом $\vec{i}_p = \Pi_x i_x$ и $\vec{u}_p = -\Gamma_p \vec{u}_p$ [Л.2] получим:

$$\left. \begin{array}{l} i_E = i_1; \\ i_{C2} = C \frac{du_{C2}}{dt} = -i_3 + i_1 - i_4; \\ i_{C1} = C \frac{du_{C1}}{dt} = i_2 + i_1; \\ i_{R1} = q_1 u_{R1} = i_1; \\ u_{R2} = u_{C1}; \\ u_{R3} = u_{C2}; \\ u_{L1} = L \frac{di_1}{dt} = E - u_{C1} - u_{C2} - u_{R1}; \\ u_{L2} = L \frac{di_4}{dt} = u_{C2}. \end{array} \right\} \quad (3)$$

телей *3* и *6* и потенциометра $P_{1,1}$, отображает напряжение независимого источника E и соответствует первому столбцу 1 матрицы (1); ветвь *2*, отображающая напряжение u_{C2} — столбцу 2; ветвь *3* (u_{C1}) — столбцу 3, ветвь *4* (u_{R1}) — столбцу 4, а ветви *5*, *6*, *7* и *8*, отображающие независимые токи i_{R2} , i_{R3} , i_{L1} и i_{L2} — столбцам 5, 6, 7 и 8 матрицы (2). Ходовая часть матрицы (1) и реберная часть матрицы (2) определяют знаки связей между ветвями структурного графа. Например, вторая строка подматрицы хорд из (1) показывает, что выходы *6* и *8* ветвей структурного графа следует подавать на инверсные потенциометрические входы $P_{2,6}$ и $P_{2,8}$ второй ветви, а выход *7* — на прямой потенциометрический вход $P_{2,7}$ этой же ветви. Из третьей строки подматрицы ребер (2) следует, что выход ветви *1* подается на прямой вход ветви *7*, а выходы ветвей *2*, *3* и *4* — на ее инверсные входы.

Таким образом, если элемент строки представляет -1 , то выход соответствующей ему структурной ветви графа подается на прямой вход ветви, с которой он связан. В противном случае используется инверсный вход структурной ветви.

Из структурной схемы слева на рисунке *в* видно, что структурные ветви *1*, *3*, *4*, *5*, *6* и *8* имеют избыточные усилители, и ее можно привести к виду, изображеному только сплошными линиями. Для этого необходимо, во-первых, источники напряжения и резисторы отображать потенциометрами. В случае нескольких входов резистор отображается параллельными структурными ветвями. Во-вторых, часть реактивных элементов отображается одним операционным усилителем. Как следует из рисунка *в*, это относится к структурным ветвям *3* и *8*, имеющим входы одного знака. В таком случае выходы этих ветвей должны быть связаны с входами $P_{7,3}$ и $P_{2,8}$, изображенными сплошными линиями.

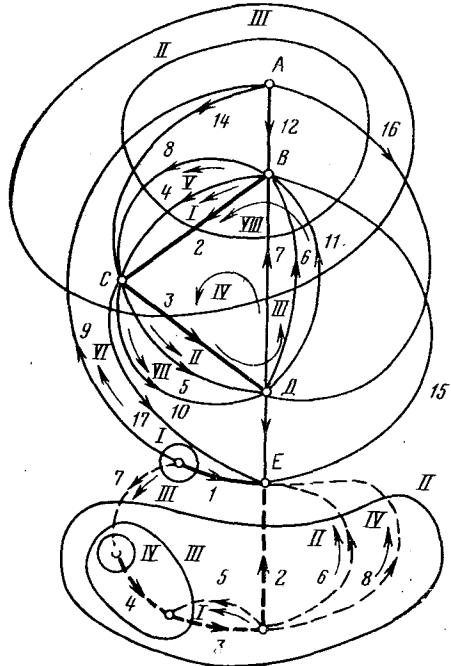
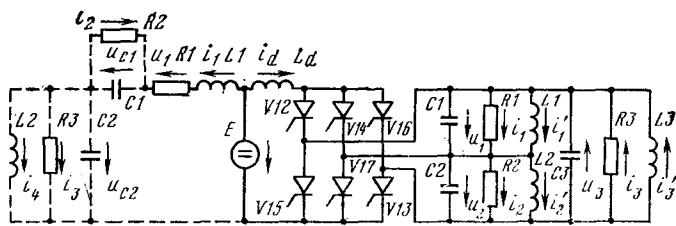
Минимизацию по количеству операционных усилителей структурного графа рисунка *в* можно связать с преобразованием матриц (1) и (2) по следующим правилам.

1. При элементах строк матриц (1) и (2) одного знака структурные ветви, отображающие реактивные элементы, представляются одним операционным усилителем. В противном случае они состоят из двух усилителей. Например, структурную ветвь *2*, отображающую напряжение u_{C2} , нельзя изобразить одним усилителем, поскольку элементы второй строки хордовой подматрицы (1), определяющей входы ветви *2*, имеют разные знаки. Поэтому у этой структурной ветви используются и прямой, и инверсный входы. Элементы строки подматрицы хорд, соответствующие структурной ветви *3* (столбец 3 матрицы Π), одного знака, поэтому отображаем ее одним операционным усилителем. В диагональной подматрице главных контуров столбцы *7* и *8* отображают на структурной схеме реактивные токи i_{L1} и i_{L2} . По виду соответствующих им (столбцам *7* и *8*) строк реберной подматрицы (2) заключаем, что одним операционным усилителем может быть отображена только ветвь *8*.

2. В столбцах реберной части матрицы контуров (2) и хордовой части матрицы сечений (1) изме-

Структурная схема, изображенная слева на рисунке *в*, включая штриховые линии, вытекает из системы уравнений (3). При этом каждая структурная ветвь рисунка *в*, соответствующая ветви графа рисунка *б*, состоит из двух операционных усилителей и входных потенциометров. Два усилителя необходимы для того, чтобы иметь прямой и инверсные входы, а количество потенциометров определяется числом связей структурной ветви.

Практический интерес представляет прямое соединение структурной схемы из ее графа, представленного в виде матриц (1) и (2). Из сопоставления этой структурной схемы с матрицами (1) и (2) видно, что структурные ветви схемы соответствуют столбцам диагональных подматриц. Так, ветвь *1* структурной схемы, состоящая из усили-

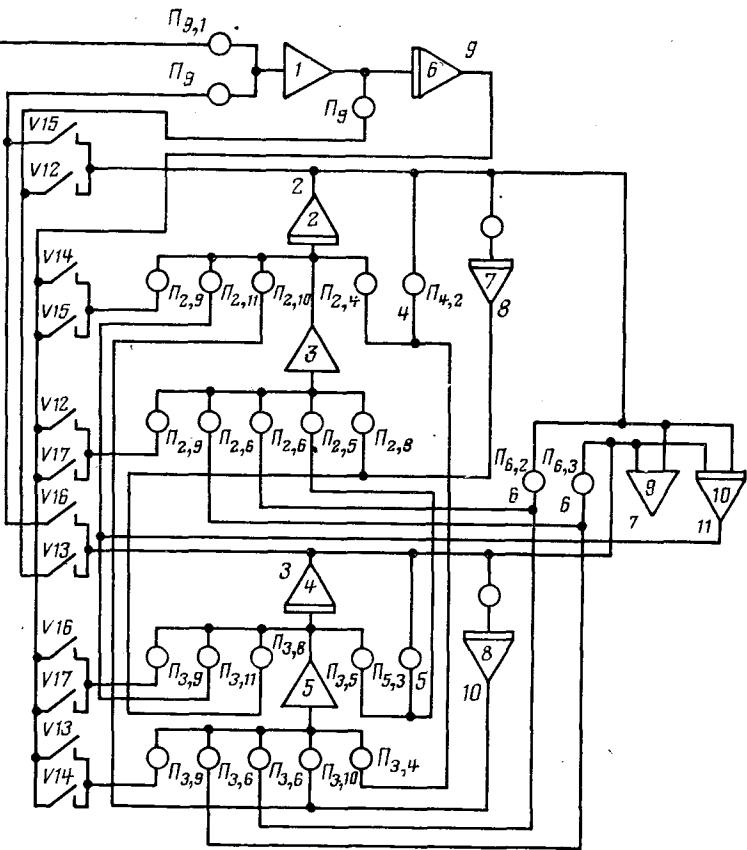
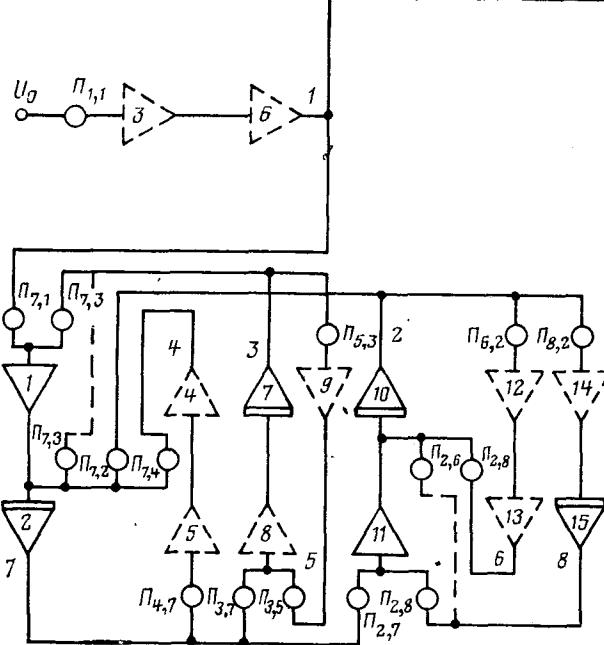


няем знаки на противоположные, если структурные ветви этих столбцов в соответствии с первым правилом отображены одним операционным усилителем. В соответствии с этим правилом преобразуется третий столбец (2), а также восьмой столбец матрицы (1). Преобразованные матрицы имеют вид:

Главные сечения	Ребра				Хорды			
	E	$C2$	$C1$	$R1$	$R2$	$R3$	$L1$	$L2$
I	1	0	0	0	0	0	1	0
II	0	1	0	0	0	1	-1	-1
III	0	0	1	0	-1	0	-1	0
IV	0	0	0	1	0	0	-1	0

Главные контуры	Ребра				Хорды			
	E	$C2$	$C1$	$R1$	$R2$	$R3$	$L1$	$L2$
I	0	0	-1	0	1	0	0	0
II	0	-1	0	0	0	1	0	0
III	-1	1	-1	1	0	0	1	0
IV	0	-1	0	0	0	0	0	1

Из матриц (4) и (5) следует структурная схема, представленная на рисунке в слева сплошными линиями.



Схемы замещения смешанного соединения элементов и трехфазного мостового параллельного инвертора тока (а); ненаправленный граф (б); структурный граф (в).

При определении коэффициентов передачи потенциометров исходим из следующих соотношений:

$$\alpha^C = \frac{M_t M_i}{M_u C}; \quad (6)$$

$$\alpha^L = \frac{M_t M_u}{M_i L}; \quad (7)$$

$$\alpha^G = \frac{M_i}{M_u G}; \quad (8)$$

$$\alpha^R = \frac{M_u}{M_i R}; \quad (9)$$

$$\alpha^E = \frac{E}{u_0}, \quad (10)$$

где α^C , α^L , α^G , α^R , α^E — коэффициенты передач в цепях структурных графов емкости, индуктивности, проводимости, сопротивления и источника напряжения соответственно; M_t , M_u , M_i — масштабы времени, напряжения и тока. Указанные соотношения получены исходя из размерностей перечисленных элементов.

Количество структурных ветвей определяется числом элементов в диагональных частях матриц Π и Γ . Количество же потенциометров структурной ветви определяется числом элементов в строках хордовой части матрицы Π и реберной части матрицы Γ .

Отсюда вытекает следующее правило. Номер потенциометра состоит из двух индексов — номера столбцов, принадлежащих к диагональным частям обеих матриц, и номера столбца в хордовой части матрицы Π и реберной части матрицы Γ , пересекающих одну и ту же строку. Причем первый индекс определяется столбцом, расположенным в диагональных частях матриц.

Например, потенциометр $\Pi_{8,2}$ принадлежит ветви 8, образованной столбцом 8 в диагональной части матрицы Γ и столбцом 2 в реберной части этой же матрицы.

Характер структурной ветви определяется столбцом диагональной части обеих матриц. Например, 2- и 3-й столбцы матрицы Π определяют емкостной характер структурных ветвей 2 и 3. Поэтому коэффициент передачи потенциометров $\Pi_{2,6}$, $\Pi_{2,7}$, $\Pi_{2,8}$ и $\Pi_{3,7}$, $\Pi_{3,5}$ (рисунок в) определяются из соотношения (6). Диагональный элемент четвертого столбца из (1) характеризует проводимость этой ветви, поэтому коэффициент передачи потенциометра $\Pi_{4,7}$ определяется из (8). Элементы пятого и шестого столбцов матрицы Γ — резисторы, следовательно, коэффициенты передачи потенциометров $\Pi_{5,3}$ и $\Pi_{6,3}$ вычисляются с помощью (9). Диагональные элементы седьмого и восьмого столбцов из (5) — индуктивности, поэтому $\Pi_{7,1}$, $\Pi_{7,2}$, $\Pi_{7,3}$, $\Pi_{7,4}$, $\Pi_{8,2}$ определяются из (7).

Отсюда следует правило выбора расчетной формулы: формула из соотношений (6) — (10) расчета коэффициента передачи определяется первым индексом номера потенциометра.

Исключение составляет диагональный элемент, характеризующий ветвь с источником напряжения.

Его структурная ветвь имеет всего лишь один вход, поскольку э. д. с. источника напряжения не зависит от токов ветвей — хорд графа, входящих в это сечение. На вход потенциометра, отображающего на структурной схеме источник напряжения, подается опорное напряжение u_0 АВМ, коэффициент передачи которого находится из (10).

Очевидно, в зависимости от количества входов и их коэффициентов передач реальных операционных усилителей могут изменяться коэффициенты передачи отдельных потенциометров. Например, операционный усилитель 2 структурной ветви 7 (рисунок в) имеет три входа с коэффициентом 1 и один с коэффициентом 5. Тогда коэффициент потенциометра $\Pi_{7,4}$, соединенного с последним входом, должен быть уменьшен в 5 раз. Кроме того, может быть снижено общее количество потенциометров, например, каждая из групп потенциометров $\Pi_{1,1}$ и $\Pi_{7,1}$, $\Pi_{4,7}$ и $\Pi_{7,4}$, $\Pi_{5,3}$ и $\Pi_{3,5}$, $\Pi_{6,2}$ и $\Pi_{2,6}$, $\Pi_{8,2}$ и $\Pi_{2,8}$ может быть сведена к одному.

Рассмотрим случай смешанного соединения элементов в схемах с неправильной структурой. В схеме трехфазного параллельного инвертора тока (рисунок а, справа) имеется контур, состоящий из треугольника емкостей. Строим дерево графа на рисунке б с вентильными ветвями 12—17. Если считать вентили идеальными ключами, то получим для схемы рисунка а, что при работе тиристоров 12 и 15, 14 и 17, 13 и 16 соответственно узлы B , C и D (рисунок б) объединяются с узлами A и E . Физически это означает, что индуктивный ток i_d (хорда 9) втекает то в узел B (проводит тиристор 12), то в узел C (проводит тиристор 14) и вытекает из узла B (проводит тиристор 15) или из узла C (проводит тиристор 17). Это соответствует тому, что элементы, находящиеся на пересечении Π и Π строк с индуктивным столбцом 9 матрицы сечений (11), будут иметь переменные знаки, поэтому изображаются вентильными подматрицами $\Pi^b_{II,9}$ и $\Pi^b_{III,9}$. Аналогично и в матрице контуров (12) появляются вентильные подматрицы $\Gamma^b_{VI,2}$ и $\Gamma^b_{VI,3}$.

Исходя из такой концепции, можно считать любой вентильный преобразователь многополюсником, не влияющим на количество операционных усилителей в структурной схеме, а только изменяющим ее связи. Опыт построения структурных схем вентильных преобразователей методом переключающих функций лишний раз в этом убеждает [Л. 3]. Поэтому можно составлять матрицы главных сечений и контуров только для линейной части графа, исключив из нее вентильные ветви. Процедура же построения вентильных подматриц Π^b и Γ^b , являющихся частью главных матриц, показана ниже.

Матрицы главных сечений и контуров при этом будут иметь вид:

Главные сечения	E		C1		C2		R1		R2		R3		C3		L1		Ld		L2		L3	
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11											
$\Pi =$	I	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	II	0	1	0	1	0	—1	—1	1	$\Pi^b_{II,9}$	0	—1										
	III	0	0	1	0	1	—1	—1	0	$\Pi^b_{III,9}$	1	—1										

Главные контуры	E	C1 C2 RI				R2 R3 C3 L1 Ld L2 L3						
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\Gamma =$	I	0	-1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
	II	0	0	-1	0	1	0	0	0	0	0	0
	III	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
	IV	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
	V	0	-1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
	VI	-1	$\Gamma^b_{VI,2}$	$\Gamma^b_{VI,3}$	0	0	0	0	1	0	0	0
	VII	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
	VIII	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1

(12)

Матрицы (11) и (12) соответствуют графу на рисунке 6, изображеному сплошными линиями. Этот граф делится вентильными ветвями, в частности, на два подграфа.

Из матрицы Π видно, что подматрица Π^b появляется на пересечении тех столбцов, входящих в хордовую часть, и тех строк, образующих главные сечения, которые (главные сечения) связывают обе части графа. Например, хорда 9 входит в подграф с ветвями I и 9, а главное сечение II через ребро 2, входящее в подграф с ветвями 2—11, «разрезает» оба подграфа. То же самое относится к сечению III. Напротив, сечение I принадлежит только подграфу с ветвями I и 9.

Аналогично вентильные подматрицы Γ^b появляются на пересечении тех столбцов, входящих в реберную часть матрицы Γ , и тех строк, образующих главные контуры, которые объединяют оба подграфа. Так, для графа на рисунке 6 ребра 2 и 3 с помощью вентильных ветвей 12, 13, 15, 16 входят в главный контур V на основе хорды 9. Отсюда вентильные подматрицы $\Gamma^b_{VI,2}$ и $\Gamma^b_{VI,3}$ формируются на пересечении столбцов 2 и 3 со строкой VI. Таким образом, вентильные подматрицы выполняют функцию сопряжения подграфов.

Номер вентильных подматриц состоит из двух индексов: номера строки, определяющего главное сечение или контур, и соответствующего номера столбца. Столбцы подматриц $\Pi^b(\Gamma^b)$ образуются вентильными ветвями, а строки — столбцами в хордовой (реберной) части матрицы $\Pi(\Gamma)$, указывающими на второй индекс координаты $\Pi^b(\Gamma^b)$.

В частности, для схемы с вентилями на рисунке a, хорда 9 (рисунок 6) входит в главные сечения II и III, разрезающие подграфы, состоящие из ветвей 1, 9 и 2—11, разделенные вентильными ветвями 12—17. Следовательно, вентильные матрицы Π^b имеют строки, образованные хордой 9 [см. (13)].

В вентильной матрице Π^b заполняются те столбцы, вентильные ветви которых образуют контуры, объединяющие хорду (строку данной вентильной подматрицы) с ребром, в главное сечение которого эта хорда входит. Знаки элементов матрицы Π^b определяются следующим образом. Если ребро и хорда входят в узлы, которые объединяются вентильной ветвью, ставится 1, в противном случае —1. Так, хорда 9 подграфа на рисунке 6, состоящего из последовательных ветвей 1 и 9, соединяется непосредственно с ребром 2 подграфа, состоящего

из ветвей 2—11, вентильными ветвями 12, 14, 15, 17, а с ребром 3 того же подграфа — вентильными ветвями 13, 14, 16, 17. В соответствии с этим вентильная матрица имеет вид:

	Вентильные ветви					
	12	13	14	15	16	17
$\Pi^b_{II,9}$	-1	0	1	1	0	-1
$\Pi^b_{III,9}$	1	-1	-1	0	1	1

Столбцы матрицы Γ^b образуются вентильными ветвями, а строки — столбцами из реберной части матрицы Γ , указывающими на второй индекс координаты Γ^b .

В вентильной матрице Γ^b заполняются те столбцы, вентильные ветви которых образуют контуры, объединяющие ребро (строку данной подматрицы) с хордой, в главный контур которой это ребро входит.

Знаки элементов матрицы Γ^b определяются следующим образом. Если направления на ребрах и хордах, которые объединяются вентильными ветвями в главные контуры, совпадают, ставится —1. Для графа на рисунке 6 ребра 2, 3, образующие строки матрицы Γ^b , входят в часть подграфа, состоящую из последовательного соединения этих ветвей. Эти ребра соединяются вентильными ветвями 12, 15 и 13, 16 соответственно с частью подграфа, образованного хордой 9. Следовательно, эти вентильные матрицы будут выглядеть следующим образом.

	Вентильные ветви					
	12	13	14	15	16	17
$\Gamma^b_{VI,2}$	1	0	0	-1	0	0
$\Gamma^b_{VI,3}$	0	1	0	0	1	0

Вернемся к главным матрицам (11) и (12). Как видно из матрицы (11), сечения II и III включают помимо емкостных ребер 2 и 3 емкостную хорду 7. Это не позволяет получить уравнения в нормальной форме, поскольку в правой части уравнений появляются производные напряжения. Поэтому необходимо привести исходную матрицу (11) к виду, в котором отсутствует столбец 7, представляющий емкостный ток седьмой ветви. При преобразовании II и III строк матрицы (11) используем IV строку, взятую из матрицы главных контуров (12). Контур IV из матрицы (12) связывает сумму напряжений на емкостном треугольнике. Ниже предлагается алгоритм, позволяющий получить нормальный вид емкостных строк матрицы главных сечений для схем с неправильной структурой независимо от количества емкостных ветвей, образующих контур:

$$\bar{x}_{ij} = \bar{C}_{ij} \bar{a}_{ij}; \quad (15a)$$

$$\bar{x}_{in} = \bar{C}_{in} \bar{a}_{in}; \quad (15b)$$

$$C_n \bar{b}; \quad (15c)$$

$$\bar{g} = \bar{x}_m \pm C_n \bar{b}; \quad (15d)$$

$$\bar{e}_i = \bar{x}_m \pm \bar{x}_{ij}; \quad (15e)$$

$$C_0 = \prod_{i=m}^n C_i; \quad (15e)$$

$$\sum_{i=m}^{n-1} \bar{e}_i C_0 \frac{1}{C_i} = \bar{y}; \quad (15g)$$

$$\bar{z}_i = \bar{g} C_0 \frac{1}{C_n} + \bar{y}; \quad (15h)$$

$$\bar{z}_{int} = \bar{z}_i / a_{1pr}; \quad (15k)$$

$$\bar{z}_i = C_m \bar{z}_{int} - \bar{e}_i; \quad (15l)$$

$$\bar{z}_{int} = \bar{z}_i / \bar{C}_{ij}, \quad (15m)$$

где $m \leq i \leq n-1$, $i=j$ (для выражения 15a); m — первая ветвь емкостного многоугольника (строка матрицы Π); n — последняя ветвь емкостного многоугольника; \bar{a}_{ij} — единичная емкостная подматрица Π ; i — строки; j — столбцы Π и Γ ; \bar{C}_{ij} — диагональная емкостная подматрица параметров; \bar{a}_{in} — емкостный столбец (n) в подматрицах хорд Π ; \bar{x}_{ij} — преобразованная часть матрицы Π ; C_n — величина емкости n -й ветви емкостного многоугольника; \bar{b} — содержимое емкостной строки матрицы Γ ; \bar{x}_m — m -я строка матрицы Π ; $(m+1) \leq i \leq n-1$, $m \leq j \leq k$ (для выражений 15d и 15l); k — количество ветвей графа; \bar{g} , \bar{e}_i — преобразованные векторы-строки; C_0 — произведение величин емкостей многоугольника; \bar{y} — вектор-строка; \bar{z}_i — вектор-строка; a_{1pr} — содержимое первого элемента строки \bar{z}_i ; C_m — величина емкости m -й ветви емкостного многоугольника.

Этот алгоритм справедлив и для несимметричных многолучевых звезд. В последнем случае преобразуются индуктивные строки матрицы контуров с использованием строки из матрицы сечений, связывающей сумму токов индуктивной звезды.

Следует отметить, что столбец (строка) с вентильной подматрицей преобразованию не подвергается. Процедура преобразования части матрицы (11) с дополнительной строкой из (12) с использованием алгоритма (15) представлена ниже:

Главные сечения, контуры	E C1 C2			R1 R2 R3 C3 L1 Ld L2 L3							
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\Pi_{II,9} =$	1	0	1	0	-1	-1	1	$\Pi^b_{II,9}$	0	-1	(1)
$= II$	0	1	0	1	-1	-1	0	$\Pi^b_{III,9}$	1	-1	(2)
$\Pi_{III,9} =$	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	(3)
$= III$	2	-1	1	-1	0	0	1	0	-1	0	(4)
$\Gamma_{IV,7} =$	1	1	1	0	-1	0	1	0	0	-1	(5)
$= IV$	3	0	2	-1	-1	0	2	0	-1	-1	(6)
	1	0	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	0	$\frac{2}{3}$	$\Pi^b_{II,9}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	(7)
	0	1	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	0	$-\frac{1}{3}$	$\Pi^b_{III,9}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	(8)

(16)

Таким образом, исходные строки II, III матрицы (11) преобразованы к виду (7) и (8) в (16).

Коэффициенты в хордовой части матрицы (16) меньше единицы. Это означает, что ветви 2 и 3 структурной схемы будут связаны с элементами 4—11 через коэффициенты ослабления 2/3 и 1/3 соответственно.

С учетом (7) и (8) строк подматрицы (16), а также алгоритма минимизации структурной схемы получаем следующий вид матриц:

$$\begin{aligned} \Pi = \\ \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline \text{Главные сечения} & E & C1 & C2 & R1 & R2 & R3 & C3 & L1 & Ld & L2 & L3 \\ \hline I & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline II & 0 & 1 & 0 & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & 0 & -\frac{2}{3} & \Pi^b_{II,9} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \hline III & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & 0 & \frac{1}{3} & \Pi^b_{III,9} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ \hline \end{array} \end{aligned} \quad (17)$$

Главные контуры	E C1 C2			R1 R2 R3 C3 L1 Ld L2 L3							
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
I		-1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
II		0	-1	0	1	0	0	0	0	0	0
III		1	1	0	0	1	0	0	0	0	0
IV		1	1	0	0	0	1	0	0	0	0
V		-1	0	0	0	0	0	1	0	0	0
VI		-1	$\Gamma^b_{VI,2}$	$\Gamma^b_{VI,3}$	0	0	0	0	1	0	0
VII		0	-1	0	0	0	0	0	0	1	0
VIII		1	1	0	0	0	0	0	0	0	1

(18)

Приступаем к составлению структурной схемы. При этом следует учесть, что вентильные части итоговых матриц определяют переключаемые связи в структурных схемах. Например, для схемы рисунка *a* подматрица $\Pi^b_{II,9}$ из (17) формирует связь прямого и инверсного входов $\Pi_{2,9}$ с выходом структурной ветви 9 (рисунок *b*, справа). Как следует из первой строки матрицы (13), эта связь изображается четырьмя нормально разомкнутыми контактами. Контакты 12 и 17 образуют связь на прямой вход структурной ветви 2, а контакты 14 и 15 — на инверсный. Точно так же из подматрицы $\Pi^b_{III,9}$ видно, что контакты 13 и 14 [см. (13)] связывают выход ветви 9 с прямым входом $\Pi_{3,9}$ третьей структурной ветви, а 16 и 17 — с инверсным входом последней. Аналогично подматрица Π^b из (18) совместно с (14) определяет связь структурной ветви 9 с выходами структурных ветвей 2 и 3 через контакты 15, 16 и 12, 13 соответственно на прямые и инверсные входы последней.

В итоге получается структурная схема, содержащая минимальное число операционных усилителей и переключающих контактов. В частности, структурную схему трехфазного параллельного инвертора тока, содержащую 22 операционных усилителя и 12 контактов [Л. 3], удается получить из

10 усилителей и 12 контактов, а для структурной схемы трехфазного инвертора напряжения, опубликованной там же, можно получить 9 операционных усилителей вместо 21 и 16 контактов вместо 34.

Таким образом, методика немашинного получения структурных схем заключается в следующем:

по эквивалентной схеме с указанием направлений напряжений и токов строится ее граф, а его ветви нумеруются исходя из приоритета ветвей; вентильные ветви нумеруются в последнюю очередь;

строится дерево графа;

составляются матрицы главных сечений и контуров;

для схем с вентилями строятся матрицы вида P^v и Γ^v ;

для схем с неправильной структурой производится преобразование соответствующих матриц с помощью алгоритма (15);

с использованием алгоритма минимизации получаются итоговые матрицы;

в соответствии с алгоритмом индексации и соотношений (6)–(10) определяются машинные коэффициенты;

на основе матриц P_{it} , Γ_{it} изложенным выше образом строится структурная схема модели.

Таким образом, процедура получения итоговых матриц главных контуров и сечений, позволяющих получить квазиоптимальную структурную схему, целиком формализована. Как показано в [Л. 2], формализован и процесс формирования исходных матриц главных сечений и контуров из матрицы соединений, легко получающейся из графа схемы замещения. Это позволяет машинизировать процесс получения итоговых матриц. Программа процедуры получения итоговых матриц состоит из следующих последовательно работающих блоков: ввод номеров ветвей с указанием их начальных и конечных узлов, алгоритм Гаусса, алгоритм преобразования вида (15), алгоритм минимизации и расчета машинных коэффициентов с использованием (6)–(10), вывод на печать итоговых матриц и таблицы машинных коэффициентов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Богрый В. С., Витковский О. П., Шербаков Б. Ф. Развитие методов математического моделирования вентильных систем: Материалы семинара по кибернетике «Динамика систем управления». Кишинев: Штиница, 1975, ч. 1.

2. Ильин В. Н. Машинное проектирование электронных схем. М.: Энергия, 1972.

3. Богрый В. С., Русских А. А. Математическое моделирование тиристорных преобразователей. М.: Энергия, 1972.

[24.03.78]



УДК 621.396.6.001.24

О методах формирования матричных уравнений электронных схем

Князь А. И.

Одесский электротехнический институт связи

Современные электронные цепи характеризуются рядом специфических свойств: наличием большого числа компонентов, которые чаще всего являются многополюсными, использованием плотного монтажа и высоких частот (коротких импульсов), тесным взаимодействием этапов схемотехнического и конструкторско-топологического проектирования. Это предъявляет особые требования к методам составления уравнений электронных схем. В данной статье предлагаются два метода формирования матричных уравнений электронных схем, имеющие определенные отличия от обобщенных методов узловых напряжений и контурных токов [Л. 1].

На работу высокочастотной электронной цепи существенное влияние оказывают провода, соединяющие компоненты. Соответствующую расчетную схему удобно рассматривать в виде совокупности многополюсников и коммутатора [Л. 2].

Компонентные уравнения. Пусть схема содержит n многополюсников. В качестве неизвестных рассматриваем токи полюсов (лучей), направленные к центру, и напряжения между полюсами — напряжения дуг, направленные по часовой стрелке. Напомним, что в существующих методах в качестве неизвестных выступают потенциалы полюсов, отсчитываемых от общего для всей цепи полюса, или токи сторон многополюсников. Если рассчи-

тывается высокочастотная электронная цепь, то выбранные здесь переменные целесообразнее использовать по следующим причинам.

Экспериментально можно измерить только напряжение между выводами компонента U_{12} , а не их электродинамические потенциалы, причем, в силу равенства [Л. 3]

$$\vec{E} = -\operatorname{grad} \phi - j\omega \vec{A}, \quad (1)$$

разность потенциалов $\phi_1 - \phi_2$ можно считать совпадающей с напряжением:

$$\int_1^2 \vec{E} \cdot d\vec{l} = U_{12}, \quad (2)$$

если измерять напряжение между выводами одного компонента без использования отдельного (опорного) полюса, ибо только при этом можно положить

$$\int_1^2 \vec{A} \cdot d\vec{l} = 0. \quad (3)$$

Коммутатор цепи, например печатная плата, содержит проводники — деревья, к концам которых подсоединенны выводы компонентов. Поскольку путь 13 (рис. 1) входит в состав контура, в котором по закону электромагнитной индукции индук-

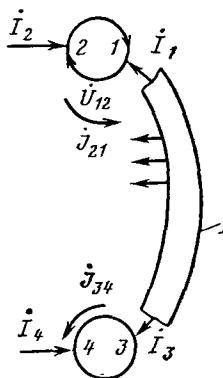


Рис. 1.

тируется напряжение, то потенциалы ϕ_1 и ϕ_3 для высокочастотных цепей не совпадают. Это не позволяет вводить для дерева D в качестве неизвестного его потенциал, как это делается в обобщенном методе узловых напряжений. Кроме того, из-за токов смещения с поверхности дерева D $I_1 \neq I_3$, а значит, не совпадают и токи сторон J_{21}, J_{34} . Поэтому нельзя ввести один контурный ток, как это делается в обобщенном методе контурных токов.

Методы, использующие в качестве неизвестных токи полюсов и напряжения дуг, удобнее с позиции непосредственной записи уравнений Кирхгофа для компонентов, ибо эти уравнения связывают между собой напряжения дуг (но не потенциалы полюсов) и токи полюсов (но не токи сторон).

Если некоторый компонент имеет m_k полюсов, то ее линейные уравнения, связывающие все m_k токов полюсов и m_k напряжений дуг, записываются в виде одного из двух возможных матричных уравнений:

$$[U] = [Z][I] + [E]; \quad (4)$$

$$[I] = [Y][U] + [J], \quad (5)$$

где $[U]$, $[I]$ — матрицы-столбцы неизвестных напряжений и токов; $[E]$, $[J]$ — матрицы-столбцы задающих напряжений и токов, а $[Z]$, $[Y]$ — неопределенные матрицы сопротивлений и проводимостей.

Пронумеруем выводы всех компонентов от 1 до M , производя это для каждого компонента, двигаясь по часовой стрелке. Введем компонентную матрицу $[M]$, у которой номера строк соответствуют номерам компонентов, а номера столбцов номерам выводов, причем принадлежность вывода компоненту отмечается единицей (в противном случае — нулем). Тогда n независимых уравнений Кирхгофа для токов и напряжений записываются в виде:

$$[M][I] = 0; \quad (6)$$

$$[M][U] = 0, \quad (7)$$

где $[I]$, $[U]$ — матрицы-столбцы всех M неизвестных токов полюсов и M неизвестных напряжений дуг компонентов. Уравнения (4) и (5) соответствуют компонентным уравнениям цепи, если из матриц параметров каждого компонента сформировать матрицы $[Z]$ и $[Y]$ всей цепи, располагая матрицы компонентов по диагонали, например, как для $[Z]$:

$$[Z] = \begin{bmatrix} [Z]_1 & 0 & & \\ 0 & [Z]_{21} & & \\ \dots & & \ddots & \\ & & & [Z]_n \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Итак, компоненты полностью характеризуются матричными уравнениями (4) — (7). Перейдем к матричным уравнениям коммуникатора, различая случай, когда можно пренебречь наводимыми напряжениями и токами (нулевой режим коммуни-

катора) и случай, когда нельзя пренебречь наводимыми напряжениями и токами (ненулевой режим коммуникатора).

Уравнения коммуникатора в нулевом режиме. Коммуникатор состоит из $(r+1)$ дерева, соединяющего выводы компонентов. Деревья имеют физическое воплощение в виде, например, проводников на печатной плате. Введем матрицу деревьев $[D']$, содержащую положительные единицы и нули и показывающую принадлежность деревьям выводов компонентов: номера столбцов соответствуют номерам полюсов (дуг) компонентов, а номера строк — номерам деревьев. Последняя строка пусть соответствует дереву с максимальным числом выводов. Если опустить эту строку, получим матрицу $[D]$, с помощью которой при пренебрежении токами смещения с поверхности деревьев имеем r уравнений, охватываемых одним матричным уравнением:

$$[D][I] = 0. \quad (9)$$

Дуги компонентов входят в контуры, индуцируемые напряжениями вдоль которых при нулевом режиме коммуникатора пренебрегаем, т. е. используем уравнения Кирхгофа для напряжений. При этом нужно составить r уравнений:

$$p = M - n - r. \quad (10)$$

Принадлежность дуг компонентов к контурам указываем с помощью матрицы контуров $[K]$, у которой номера столбцов соответствуют номерам дуг, а номера строк — номерам контуров, причем будут использованы все дуги, если введена $p+1$ строка для «внешнего» контура. Без этой строки получим матрицу $[K]$, с помощью которой записываются p уравнений для напряжений, охватываемых одним матричным уравнением:

$$[K][U] = 0. \quad (11)$$

Матрицу $[K]$ можно формализованным способом находить по матрице $[M]$ и варьируемой матрице $[D]$ как для планарных, так и непланарных схем.

Уравнения коммуникаторов в ненулевом режиме. Считаем, что ток смещения для некоторого или для всех деревьев сопоставим с токами полюсов компонентов. Токи смещения могут быть найдены только электродинамическим путем, но поскольку они зависят линейно от токов и напряжений компонентов, то результаты этого расчета привносим в теорию схем в виде следующего матричного уравнения:

$$[I_n] = [b][U], \quad (12)$$

где $[I_n]$ — матрица-столбец наведенных токов (токов смещения), имеющая r строк; $[b]$ — матрица параметров деревьев коммуникатора. С другой стороны, вместо (9) теперь нужно использовать уравнение

$$[D][I] = [I_n], \quad (13)$$

которое является следствием закона полного тока. Подставляя (12) в (13), имеем первое матричное уравнение коммуникатора в ненулевом режиме:

$$[D][I] = [b][U]. \quad (14)$$

Не пренебрегая наводимыми в контурах напряжениями, имеем для них уравнение:

$$[U_n] = [c][I], \quad (15)$$

где $[U_n]$ — матрица-столбец с p строками, а $[c]$ — матрица параметров контуров коммуникатора. Вместо (11) на основании закона электромагнитной индукции имеем:

$$[K][U] = [U_n]. \quad (16)$$

Подставляя (15) в (16), получаем второе матричное уравнение коммуникатора:

$$[K][U] = [c][I]. \quad (17)$$

Вопросы электродинамического нахождения матриц $[b]$ и $[c]$ здесь не рассматриваются. Формируя уравнения только для токов или только для напряжений, имеем два метода расчета.

Метод токов полюсов. Подставляя (4) в (14) и (4) в (17), совместно с (6) имеем M уравнений для M неизвестных токов:

$$[D][I] - [b_z][I] = [b][E]; \quad (18)$$

$$[K_z][I] - [c][I] = -[K][E]; \quad (19)$$

$$[M][I] = 0, \quad (20)$$

где

$$[K_z] = [K][Z]; \quad [b_z] = [b][Z]. \quad (21)$$

При нулевом режиме коммуникатора имеем более простую систему:

$$[D][I] = 0; \quad (22)$$

$$[K_z][I] = -[K][E]; \quad (23)$$

$$[M][I] = 0. \quad (24)$$

Если в соответствии с (20) в матрице $[I]$ заранее для каждого компонента вписать вместо последнего тока взятую со знаком минус сумму остальных токов компонента, то с использованием такой матрицы токов $[J]'$ достаточно уравнений (18) и (19) для нахождения $M - n = p + r$ неизвестных токов. Если, кроме того, в соответствии с (22) в матрице токов $[I]'$ дополнительно заменить для каждого дерева один из токов на взятую со знаком минус сумму остальных токов дерева, то уравнения (23) с использованием матрицы $[I]''$ будет достаточно для нахождения p токов компонентов. Итак, при использовании матрицы $[I]''$ и нулевом режиме коммуникатора предлагаемый метод не сложнее в вычислительном плане обобщенного метода контурных токов [Л. 1], так как составляется то же число уравнений.

Метод напряжений дуг. Подставляя (5) в (17) и (5) в (14), совместно с (7) имеем M уравнений для M неизвестных напряжений:

$$[K][U] - [c_y][U] = [c][J]; \quad (25)$$

$$[D_y][U] - [b][U] = -[D][J]; \quad (26)$$

$$[M][U] = 0, \quad (27)$$

где

$$[c_y] = [c][Y]; \quad [D_y] = [D][Y], \quad (28)$$

которые при нулевом режиме коммуникатора образуют систему:

$$[K][U] = 0; \quad (29)$$

$$[D_y][U] = -[D][J]; \quad (30)$$

$$[M][U] = 0. \quad (31)$$

Если в матрице $[U]$ заранее учесть (27), т. е. записать в матрице $[U]'$ $p + r$ неизвестных, то их

можно найти из системы (25) и (26). При нулевом режиме коммуникатора и дополнительном учете (29) в матрице $[U]''$ достаточно составить по (29) только r уравнений, т. е. столько, сколько и в обобщенном методе узловых напряжений [Л. 1]. Итак, по заданной принципиальной схеме составляем матрицы $[M]$, $[D]$, $[K]$ и выбираем для расчета метод токов полюсов, если число контуров меньше числа деревьев ($p < r$), и метод напряжений в противном случае ($p > r$).

Если заранее экспериментально установлено, что влияние параметров коммуникатора на токи и напряжения компонентов незначительно, то расчет проводим по (22) — (24), либо по (29) — (31). Однако чаще всего это неизвестно заранее, так как этап конструкторского решения вопросов размещения компонентов, трассировки платы, экранирования и другие еще предстоит выполнить. Только после этого можно найти (электродинамическим путем) матрицы $[b]$, $[c]$ и проводить расчет по (18) — (20) или (25) — (27), либо расчетным путем подтвердить допустимость использования (22) — (24) и (29) — (31). Проблема оценки величин и учета в расчетах параметров коммуникатора не менее важна, чем проблема оптимизации в теории схем, ибо токи и напряжения в равной степени зависят как от вариации параметров компонентов, так и от параметров коммуникатора.

Условия нейтральности коммуникатора. Пусть по (22) — (24) произведен расчет принципиальной схемы в предположении, что коммуникатор находится в нулевом режиме. После этого считаем, что матрица задающих напряжений $[E]$ заменена на матрицу новых задающих напряжений $[E] + [\Delta E]$. Совместно с матрицами $[b]$ и $[c]$ компонентов $[Z]$ с помощью добавочных задающих напряжений $[\Delta E]$ можно в принципе обеспечить выполнение равенств:

$$[b_z][I] + [b][E] = -[b][\Delta E]; \quad (32)$$

$$[c][I] = [K][\Delta E]. \quad (33)$$

Условия нейтральности коммуникатора при использовании метода напряжений:

$$[c_y][U] + [c][U] = -[c][\Delta J]; \quad (34)$$

$$[b][U] = [D][\Delta J]. \quad (35)$$

Таким образом, кроме ранее отмеченных достоинств предлагаемые методы имеют еще то преимущество, что позволяют расчетным путем учитывать явления, которые очень часто опускают или оценивают весьма грубо в виде паразитных явлений в радиоэлектронной аппаратуре [Л. 4].

О записи компонентных уравнений. С целью сокращения числа расчетных уравнений целесообразно подсхему, состоящую из двухполюсников, представлять в виде многополюсного компонента. Это можно выполнить, если соответствующая часть коммуникатора работает в нулевом режиме, т. е. можно пренебречь наводимыми токами и напряжениями. Тогда на основе уравнений Кирхгофа и известных в классической теории схем формул преобразования (например, треугольника в звезду и т. п.) непосредственно составляются матричные уравнения (4) или (5).

Остановимся на вопросе составления неопределенных матриц $[Z]$ и $[Y]$, стоящих в (4) и (5) по

определенным матрицам компонентов $[Z_0]$ и $[Y_0]$. Первоначально для m -полюсного компонента известно $m-1$ независимое компонентное уравнение в форме:

$$[U_0] = [Z_0][I_0] + [E_0]; \quad (36a)$$

$$[I_0] = [Y_0][U_0] + [J_0], \quad (36b)$$

где в отличие от (4) матрицы-столбцы напряжений и токов имеют не m строк, а $(m-1)$ строку, т. е. уравнения (36) получены в предположении, что m -е напряжение и m -й ток связаны с остальными напряжениями и токами уравнениями Кирхгофа:

$$\dot{U}_m = - \sum_{k=1}^{m-1} \dot{U}_k; \quad (37a)$$

$$\dot{I}_m = - \sum_{k=1}^{m-1} \dot{I}_k. \quad (37b)$$

Подстановка (36a) в (37a) или (36b) в (37b) дает:

$$\dot{U}_m = - \sum_{j=1}^{m-1} \sum_{k=1}^{m-1} Z_{kj} \dot{I}_j - \sum_{k=1}^{m-1} \dot{E}_k; \quad (38a)$$

$$\dot{I}_m = - \sum_{j=1}^{m-1} \sum_{k=1}^{m-1} Y_{kj} \dot{U}_j - \sum_{k=1}^{m-1} \dot{J}_k. \quad (38b)$$

Очевидно, что (36) совместно с (38) и образуют системы, представленные матричными уравнениями (4) и (5), т. е. матрицы $[Z]$ и $[Y]$ составляются с помощью $[Z_0]$ и $[Y_0]$:

$$[Z] = \begin{bmatrix} [Z_0] & 0 \\ [Z_{m1}, Z_{m2}, \dots] & 0 \end{bmatrix}; \quad [Y] = \begin{bmatrix} [Y_0] & 0 \\ [Y_{m1}, Y_{m2}, \dots] & 0 \end{bmatrix}; \quad (39)$$

$$Z_{mj} = - \sum_{k=1}^{m-1} Z_{kj}; \quad Y_{mj} = - \sum_{k=1}^{m-1} Y_{kj}, \quad j = 1, 2, \dots, m-1. \quad (40)$$

Последний m -й столбец у $[Z]$ и $[Y]$ содержит только нулевые элементы, причем при переходе от $[Z_0]$ к $[Z]$ придется совершить минимальное число вычислений по (40) для элементов m -й строки. Оба эти обстоятельства относятся к достоинствам матриц $[Z]$ и $[Y]$ по сравнению с матрицами $[z]$ и $[y]$, используемых в [Л. 1] при записи матричных уравнений:

$$[I] = [y][\phi]; \quad [U] = [z][J], \quad (41)$$

где ϕ_k — потенциалы полюсов; J_k — токи сторон.

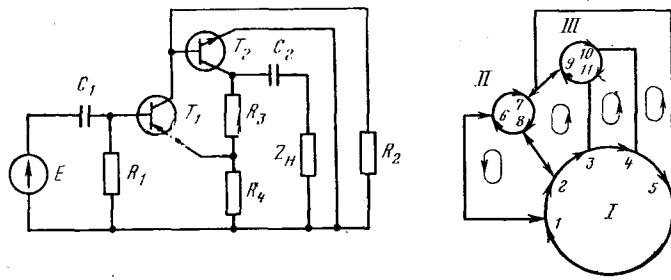


Рис. 2.

Поскольку

$$\dot{U}_k = \dot{\varphi}_k - \dot{\varphi}_{k+1}, \quad (42)$$

то после подстановки (42) в k -е уравнение (5) имеем:

$$\dot{I}_k = Y_{k1} \dot{\varphi}_1 + (Y_{k2} - Y_{k1}) \dot{\varphi}_2 + \dots + (Y_{kj} - Y_{k, j-1}) \dot{\varphi}_j + \dots - Y_{k, m-1} \dot{\varphi}_m + J_k. \quad (43)$$

Из (43) видно, что среди элементов матрицы $[y]$ уже нет нулевых, причем нужно произвести дополнительно вычисления по формулам:

$$y_{kj} = Y_{kj} - Y_{k, j-1};$$

$$y_{k1} = Y_{k1}; \quad y_{km} = -Y_{k, m-1}. \quad (44)$$

Для иллюстрации указанных положений приведем матрицы сопротивлений трехполюсного компонента:

$$[Z_0] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & 0 \\ - (Z_{11} + Z_{21}) & - (Z_{12} + Z_{22}) & 0 \end{bmatrix}; \quad [Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} & 0 \\ - (Z_{11} + Z_{21}) & - (Z_{12} + Z_{22}) & 0 \end{bmatrix}; \quad (45)$$

$$[z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} - Z_{11} & -Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} - Z_{21} & -Z_{22} \\ - (Z_{11} + Z_{21}) & Z_{11} + Z_{21} - Z_{12} - Z_{22} & Z_{12} + Z_{22} \end{bmatrix}. \quad (46)$$

Пример. Рассмотрим схему транзисторного усилителя ([Л. 1], рис. 1.27), изображенную на рис. 2,а. Представляя подсхему, содержащую двухполюсники, в виде пятиполюсного компонента, получаем схему рис. 2,б. Она имеет четыре контура и четыре независимых дерева, поэтому уравнения можно составлять как по (22) — (24), так и по (29) — (31). Проведем выкладки по методу токов полюсов. Стоящие в (22) и (23) топологические матрицы имеют вид:

$$[D] = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \text{ IV}; \quad (47)$$

$$[K] = \begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 4 \end{bmatrix} \text{ III}. \quad (48)$$

Матрица сопротивлений компонентов:

$$[Z] = \begin{bmatrix} [Z]_I & 0 & 0 \\ 0 & [Z]_{II} & 0 \\ 0 & 0 & [Z]_{III} \end{bmatrix}; \quad (49)$$

$$[Z]_I = \begin{bmatrix} Z_1 - (Z_2 + Z_6) & -Z_6 & 0 & 0 \\ 0 & Z_2 & -Z_3 & 0 & 0 \\ 0 & Z_6 & Z_3 + Z_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_2 \\ -Z_1 & 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix}; \quad (50)$$

$$[Z]_{II} = \begin{bmatrix} Z_{66} & Z_{67} & 0 \\ Z_{76} & Z_{77} & 0 \\ -(Z_{66} + Z_{76}) & -(Z_{67} + Z_{77}) & 0 \end{bmatrix};$$

$$[Z]_{III} = \begin{bmatrix} Z_{99} & Z_{9,10} & 0 \\ Z_{10,9} & Z_{10,10} & 0 \\ -(Z_{99} + Z_{10,9}) & -(Z_{9,10} + Z_{10,10}) & 0 \end{bmatrix}, \quad (51)$$

где

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}; \quad Z_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4 + Z_H} = \frac{R_3 R_4}{\delta};$$

$$Z_3 = \frac{R_3 Z_H}{\delta}; \quad Z_6 = \frac{R_4 Z_H}{\delta}. \quad (52)$$

Матрица задающих напряжений содержит только один ненулевой элемент

$$\dot{E}_1 = \frac{\dot{E} R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}. \quad (53)$$

Соотношения (47)–(53) конкретизируют систему уравнений (22)–(24), решение которой при заданных численных значениях может быть проведено на ЦВМ. При получении решения в общем виде целесообразно учесть равенства (24) и (22) и совершил переход от матрицы $[I]$ к матрице $[I]''$:

$$[I] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ I_6 \\ I_7 \\ I_8 \\ I_9 \\ I_{10} \\ I_{11} \end{bmatrix} \rightarrow [I]' = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ -\sum_{k=1}^4 I_k \\ I_6 \\ -I_6 - I_8 \\ I_8 \\ -I_{10} - I_{11} \\ I_{10} \\ I_{11} \end{bmatrix} \rightarrow$$

$$\rightarrow [I]'' = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ -\sum_{k=1}^4 I_k \\ -I_1 \\ I_1 + I_2 \\ -I_2 \\ I_4 + I_2 \\ -I_4 \\ -I_3 \end{bmatrix}. \quad (54)$$

В последнюю матрицу входят только четыре неизвестных тока, для которых по (23) составляется четыре уравнения. После нахождения этих токов остальные семь токов находятся по уравнениям Кирхгофа, вид которых «подсказывает» матрица $[I]''$. Если схема рис. 2,а соответствует высокочастотному транзисторному усилителю, то необходимо использовать систему уравнений (18) и (19), где кроме матриц (47)–(51), необходимо знание матрицы параметров коммутатора $[b]$ и $[c]$. С использованием матрицы $[I]''$ из (54) по (18) и (19) составляются $p+r=8$ уравнений для восьми неизвестных токов. Заметим, что наводимые напряжения и токи в теории схем можно трактовать в соответствии с (15) и (12) как зависимые источники напряжения, тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. М.: Советское радио, 1976.
- Тозони О. В., Князь А. И. Электродинамическая трактовка основ теории цепей.— В кн.: Кибернетика и вычислительная техника. Киев: Наукова думка, 1977, вып. 35.
- Тозони О. В. Метод вторичных источников в электротехнике. М.: Энергия, 1975.
- Волин М. Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Советское радио, 1972.

[14.04.78]



УДК 621.313.333.012.8

Принципы синтезирования нелинейных каскадных схем замещения электрической машины

ИНКИН А. И., БУХГОЛЬЦ Ю. Г., кандидаты техн. наук

Тенденция максимального использования свойств материалов, применяемых в электрических машинах, остро ставит задачу правильного учета влияния насыщения магнитных сред и распределения в них потерь на характеристики и технико-экономические показатели электрической машины в различных режимах работы. Решение данной задачи позволит повысить точность расчета на стадии проектирования и тем самым обеспечить правильный выбор электромагнитных нагрузок материалов с учетом их возможностей. Однако из-за исключительной сложности эта задача не имеет строго аналитического решения.

При инженерных расчетах насыщение стали в электрических машинах учитывается исследованием магнитной цепи, элементы которой предпо-

лагаются условно-нелинейными, т. е. такими, в которых между мгновенными значениями потока Φ и магнитного напряжения U_m принимается линейная зависимость, а между действующими — нелинейная. Это положение широко используется в электротехнике [Л. 1] и хорошо зарекомендовало себя при проектировании реальных устройств с ферромагнетиками, в которых синусоидальным напряжениям соответствуют практически синусоидальные токи. Несомненным достоинством этого метода является его простота и наглядность.

Одним из недостатков такого подхода к исследованию высокоиспользованных электрических машин является то, что характеристики элементов магнитной цепи далеко не отражают истинного распределения магнитного поля в ферромагнитных ти-

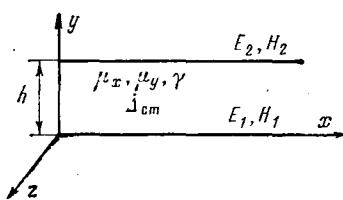


Рис. 1. Расчетная модель активной зоны.

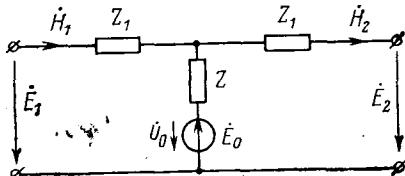


Рис. 2. Типовое ЕН-звено с источником.

лах, а учет насыщения всех участков магнитопровода независимо от места их расположения осуществляется путем соответствующего увеличения воздушного зазора машины, что существенно иска- жает реальную картину распределения потоков рассеяния, а в некоторых режимах и рабочего потока. Определенные погрешности в электромагнитных и в особенности тепловых расчетах вызывает также фактически неизбежная искусственная локализация суммарных потерь в стали электрической машины.

В статье с целью устранения указанных недостатков общепринятая идея об условно-нелинейной магнитной цепи распространяется при анализе электрических машин на условно-нелинейные среды в общем случае с комплексной магнитной проницаемостью [Л. 2 и 3].

Под условно-нелинейной средой будем понимать такую среду, в которой комплексная магнитная проницаемость не является функцией координат; синусоидальной во времени индукции B соответствует синусоидальная напряженность магнитного поля H и существует нелинейная зависимость между интегральными величинами (например между магнитным напряжением и потоком), характеризующими данную среду.

Понятие об условно-нелинейных средах позволяет относительно просто в линейном варианте исследовать электромагнитные поля в активном объеме электрической машины и в нелинейном представлении анализировать ее интегральные характеристики.

Комплексная магнитная проницаемость [Л. 2 и 3]

$$\mu = \frac{\dot{B}}{\dot{H}} = \mu_1 - j\mu_2 \quad (1)$$

может быть определена, если известны зависимости удельной намагничивающей мощности Q_0 и удельных магнитных потерь в стали P_0 в функции индукции B . В этом случае

$$\mu = \mu_1 - j\mu_2 = \frac{4,44fB^210^{-3}}{\sqrt{2}g} \left(\frac{Q_0}{Q_0^2 + P_0^2} - j \frac{P_0}{Q_0^2 + P_0^2} \right), \quad (2)$$

где B — амплитудное значение индукции; g — удельная плотность материала.

Зависимости $P_0=f(B)$ и $Q_0=f(B)$, полученные опытным путем для различных марок электротехнической стали, приводятся в [Л. 4]. Удельная намагничивающая мощность может быть определена аналитически [Л. 2]:

$$Q_0 = \frac{4,44f10^{-3}}{\sqrt{2}g} BH, \quad (3)$$

что позволяет построить зависимость $Q_0=f(H)$, используя кривую намагничивания $B(H)$ соответствующей марки электротехнической стали.

Нелинейность магнитопровода электрической машины учитывается с использованием ЕН-схем замещения [Л. 5 и 6] при условии, что $\mu_{ct} \neq \infty$. При этом для каждого элемента схемы должна строиться вольт-фазо-амперная характеристика с учетом вышеуказанных допущений. Вольт-фазо-амперные характеристики сред электрической машины являются исходными для исследования различных режимов работы машины с учетом влияния насыщения и потерь в стали.

На примере декартовых координат произвольная зона, характеризуемая магнитными проницаемостями по осям μ_x и μ_y , проводимостью γ и занятая сторонней плотностью тока Δ_{ct} (рис. 1), может быть представлена в виде типового ЕН-звена (рис. 2), как показано в [Л. 7]. Параметры ЕН-звена в общем виде определяются соотношениями:

$$Z_1 = j\omega\mu_x \frac{ch nh - 1}{n sh nh} = j\omega \frac{\mu_x}{n} \operatorname{th} \frac{nh}{2}, \quad (4)$$

$$Z = j\omega\mu_x \frac{1}{n sh nh}; \quad (5)$$

$$\dot{E}_0 = j\omega\mu_x \frac{\dot{\Delta}_{ct}}{n^2}, \quad (6)$$

где $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; $n = \sqrt{j\omega\gamma\mu_x + \frac{\mu_x}{\mu_y}\alpha^2}$; $\alpha = \frac{\pi}{\tau}$; τ — полюсное деление.

Представленную на рис. 2 схему преобразуем в эквивалентную по токам и мощности источников, заменив источник \dot{E}_0 , аналогичный источнику э. д. с., источником тока \dot{H}_0 :

$$\dot{H}_0 = \dot{\Delta}_{ct}h. \quad (7)$$

При эквивалентном преобразовании сопротивление Z (рис. 2) должно быть представлено в виде суммы двух сопротивлений:

$$Z = Z_2 + Z_0, \quad (8)$$

при этом эквивалентность замены источника э. д. с. на источник тока достигается равенством

$$\dot{H}_0 = \dot{\Delta}_{ct}h = \frac{\dot{E}_0}{Z_0}. \quad (9)$$

В этом случае из (9) и (8) определяются соответственно:

$$Z_0 = j\omega\mu_x \frac{1}{n^2h}; \quad (10)$$

$$Z_2 = j\omega\mu_x \left(\frac{1}{n sh nh} - \frac{1}{n^2h} \right). \quad (11)$$

Типовое EH -звено с источником тока (рис. 3) является обобщенной моделью произвольной зоны электрической машины. Это звено обладает универсальностью и позволяет определить параметры EH -звеньев для любой реальной зоны электрической машины как неподвижной, так и движущейся при частоте

$$\omega_p = \omega S,$$

где ω_p — угловая частота ротора.

Как указывалось в [Л. 6], входные и выходные значения E и H каждого типового звена есть касательные к границам компоненты векторов электрической и магнитной напряженности и, следовательно, являются непрерывными при переходе из одной среды в другую. Это обстоятельство позволяет объединить все звенья, моделирующие отдельные области, в каскадную EH -схему в порядке реального чередования аппроксимируемых зон электрической машины. При стыковке подвижной и неподвижной зон следует иметь в виду, что вектор электрической напряженности терпит разрыв, вследствие чего параметры, моделирующие движущуюся среду, необходимо уменьшить в s раз. Количество EH -звеньев в каждом конкретном случае выбирается в зависимости от требований к обеспечению нужной точности расчета.

Принципы перехода к интегральным схемам замещения электрической машины аналогичны изложенным в [Л. 6]. На рис. 4 приведена пятиблочная интегральная схема замещения асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором, аппроксимирующая ярмо статора (область 1), зубцовый слой статора (область 2), воздушный зазор (область 3), зубцовый слой ротора (область 4) и ярмо ротора (область 5).

Каждая из, названных конструктивных зон характеризуется высотой h_k , полюсным делением τ_k (по среднему диаметру k -й зоны), шириной зубца b_{zk} (или паза b_{pk}), числом пазов z_k , магнитными проницаемостями μ_{xk} , μ_{yk} , усредненной удельной электрической проводимостью γ_k (для зубцовой зоны ротора). Параметры Т-образной схемы замещения k -й зоны определяются по (4), (5), (10) и (11) с учетом конструктивных особенностей зоны.

Так, для ярма статора (область 1) при $\gamma = 0$, $\mu_x = \mu_y = \mu_{ct}$ имеем соответственно из (4) — (6):

$$Z_{a1(c)} = j \frac{\omega \mu_{ct}}{\alpha_{a(c)}} \operatorname{th} \frac{\alpha_{a(c)} h_{a(c)}}{2};$$

$$Z_{a(c)} = j \frac{\omega \mu_{ct}}{\alpha_{a(c)}} \frac{1}{\operatorname{sh} \alpha_{a(c)} h_{a(c)}};$$

$$\dot{E}_0 = 0.$$

Компоненты электрического и магнитного полей для каждого из элементов схемы замещения связаны зависимостями¹:

$$\dot{E} = Z \dot{H}_x, \quad (12)$$

$$\dot{E} = \frac{\omega}{\alpha} \dot{B}_y. \quad (13)$$

В свою очередь, величины \dot{E} и \dot{H}_x определяют значения напряжения и тока на каждом элементе схемы замещения:

$$\dot{U} = k_u \dot{E}; \quad (14)$$

$$I = \frac{\dot{H}_x}{k_I}, \quad (15)$$

где k_u , k_I — коэффициенты приведения по напряжению и току, определяемые по [Л. 6].

Согласно принятому определению условно-нелинейной среды характеристики $\dot{E}(\dot{H}_x)$ для EH -схемы, а также $\dot{U}(I)$ для интегральной схемы замещения есть нелинейные характеристики по первым гармоникам либо по действующим значениям, несущие информацию о конструктивных особенностях зоны, ее геометрии и физических свойствах материалов по направлениям x и y .

Дальнейшая задача заключается в отыскании принципа построения вольт-фазо-амперных характеристик для различных конструктивных зон машины. Анализ присущих зонам особенностей позволяет подразделить их на три группы: с линейной характеристикой — немагнитные среды; с одинаковыми значениями магнитной проницаемости по осям $\mu_x = \mu_y$ (к примеру, ярма статора и ротора); с различными значениями магнитной проницаемости по осям $\mu_x \neq \mu_y$ (например, зубцово-пазовые структуры).

Построение вольт-фазо-амперной характеристики линейного элемента. Для немагнитной среды $\mu_x = \mu_y = \mu_0$, поэтому характеристика $\dot{U}(I)$ для этой среды строится по соотношениям: для поперечного сопротивления

$$\dot{U} = k_u k_I Z_I I; \quad (16)$$

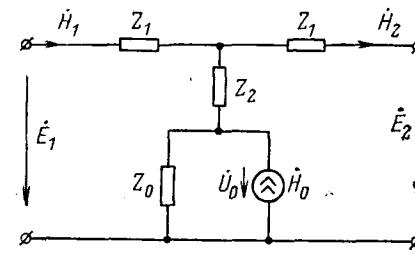


Рис. 3. Типовое EH -звено с источником.

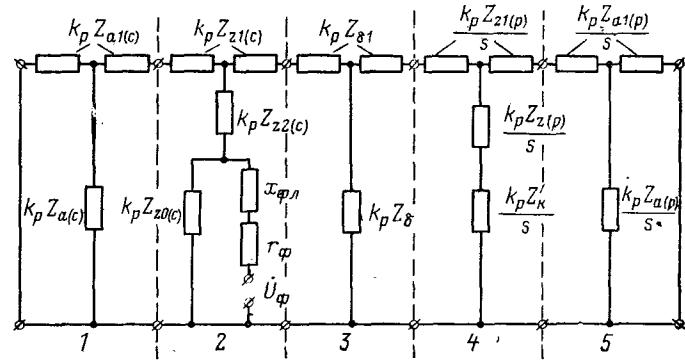


Рис. 4. Схема замещения (пятиблочная) асинхронного электродвигателя.

¹ Здесь и далее под E , H , B , U и I подразумеваются амплитудные значения.

для продольного сопротивления

$$\dot{U} = k_u k_l Z I. \quad (17)$$

Сопротивления Z_1 и Z определяются соответственно по (4) и (5).

Построение вольт-фазо-амперной характеристики для зон с $\mu_x = \mu_y$. Наиболее характерным представителем такой зоны являются ярма электрической машины, выполненные из горячекатаной стали, для которых

$$\dot{\mu}_x = \dot{\mu}_y = \dot{\mu}_{ct} = \frac{\dot{B}}{\dot{H}}.$$

Полная напряженность магнитного поля в любой точке ярма

$$H = \sqrt{H_x^2 + H_y^2}. \quad (18)$$

Соотношения для расчета $\dot{E}(H_x)$ в ярме могут быть получены совместным решением (5), (12), (13) и (18).

Для продольного сопротивления:

$$E = \frac{\omega B}{\sqrt{1 + \operatorname{cth}^2 \frac{\alpha h}{2}}}; \quad (19)$$

$$\dot{H}_x = -j \frac{\dot{H}}{\sqrt{1 + \operatorname{th}^2 \frac{\alpha h}{2}}}. \quad (20)$$

Для поперечного сопротивления:

$$E = \frac{\omega B}{\alpha \operatorname{ch} \alpha h}, \quad (21)$$

$$\dot{H}_x = -j \dot{H} \operatorname{th} \alpha h. \quad (22)$$

Построение вольт-фазо-амперной характеристики элемента с $\dot{\mu}_x = \dot{\mu}_y = \dot{\mu}_{ct}$ реализуемо в следующем порядке: задаемся амплитудой индукции B ; рассчитываем комплексную магнитную проницаемость $\dot{\mu}_{ct}$ по (2); определяем напряженность магнитного поля \dot{H} по (1); рассчитываем E и \dot{H}_x по (19)–(22); по (14) и (15) определяем соответствующие значения напряжения и тока на элементе интегральной схемы замещения.

Построение вольт-фазо-амперной характеристики для зоны с $\dot{\mu}_x \neq \dot{\mu}_y$. Такими свойствами характеризуется, например, зубцово-пазовая зона электрической машины. Усредненные значения магнитной проницаемости для прямоугольной формы пазов и зубцов (декартова система координат) могут быть определены по соотношениям [Л. 8]:

$$\dot{\mu}_x = \frac{\mu_0 \mu_{ct} t}{\mu_0 b_z + \mu_{ct} b_n}; \quad (23)$$

$$\dot{\mu}_y = \frac{\mu_0 b_n + \mu_{ct} b_z}{t}; \quad (24)$$

$$\dot{\mu}_{ct} = \dot{B}/\dot{H}, \quad (25)$$

где t — зубцовый шаг; b_z — ширина зубца; b_n — ширина паза; $\dot{\mu}_{ct}$ — магнитная проницаемость стали зубца.

Напряженность магнитного поля в стали (в зубцах)

$$H_{ct} = \sqrt{H_{xct}^2 + H_{yct}^2}. \quad (26)$$

С учетом непрерывности касательной к стенке паза компоненты магнитной напряженности H_y

$$\dot{H}_{yct} = \dot{H}_{y\pi} = \dot{H}_y = \frac{\dot{B}_y}{\dot{\mu}_y}, \quad (27)$$

где \dot{B}_y — усредненная на зубцовую деление y составляющая индукции.

Тогда из (13) и (27) имеем:

$$\dot{H}_{yct} = \frac{\alpha}{\omega \dot{\mu}_y} \dot{E}. \quad (28)$$

Напряженность магнитного поля по оси x с учетом (23) может быть представлена в виде:

$$\dot{H}_x = \frac{\dot{B}_x}{\dot{\mu}_x} = \frac{\dot{B}_x b_z}{\dot{\mu}_{ct} t} + \frac{\dot{B}_x b_n}{\mu_0 t}. \quad (29)$$

Так как

$$\dot{H}_{xct} = \frac{\dot{B}_x}{\dot{\mu}_{ct}},$$

то из (29) с учетом (12) может быть найдена связь между \dot{H}_{xct} и \dot{E} :

$$\dot{H}_{xct} = \frac{t}{b_z Z} \frac{\dot{E}}{1 + \frac{\dot{\mu}_{ct} b_n}{\dot{\mu}_0 b_z}}. \quad (30)$$

Зависимость между напряженностями электрического и магнитного полей для зубца получим совместным решением (26), (28) и (30):

$$E = \frac{\omega \mu_y H_{ct}}{\alpha \sqrt{1 + \left(\frac{\omega \mu_x \mu_y}{Z \mu_{ct}} \right)^2}}. \quad (31)$$

Вольт-фазо-амперная характеристика элементов с $\dot{\mu}_x \neq \dot{\mu}_y$ строится в следующем порядке: задаемся индукцией B в стали зубцов; рассчитываем комплексную магнитную проницаемость $\dot{\mu}_{ct}$ по (2); определяем напряженность магнитного поля в стали \dot{H}_{ct} по (1); по (4), (10), (11), (23) и (24) рассчитываем $\dot{\mu}_x$, $\dot{\mu}_y$, Z_1 , Z_0 и Z_2 ; по (12) и (31) рассчитываем E и \dot{H}_x ; по (14) и (15) определяем напряжение и ток элемента схемы замещения.

При построении вольт-фазо-амперных характеристик следует иметь в виду, что для зубцово-пазовых зон в качестве исходной следует брать кривую намагничивания стали с учетом упрощения [Л. 9]. При наличии вольт-фазо-амперных характеристик каскадная схема замещения машины может быть рассчитана, к примеру, графоаналитическим методом либо методом итераций, при этом в качестве первого приближения целесообразно взять общепринятый расчет магнитной цепи машины [Л. 9].

Каскадная нелинейная цепь с высокой степенью точности характеризует электромагнитное состояние электрической машины. Эта схема позволяет с большой достоверностью определить влияние насыщения различных конструктивных зон (ярма, зубцовые зоны, области коронок) и распределения

потерь в стали как на работу машины в целом (ток, момент, сопротивление и т. д.), так и на значениях всех параметров цепи (в том числе на пазовое рассеяние само- и взаимоиндукции ротора и статора) в различных режимах работы машины, включая пусковые, тормозные и генераторные.

Изложенные принципы могут быть распространены на исследование электромагнитных процессов различного типа неевнopolюсных машин цилиндрического и торцевого исполнения при наличии выражений для расчета сопротивлений $E-H$ -звеньев, полученных в результате исследования полей в цилиндрических координатах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники. М.: Энергия, 1966, т. I и II.

2. Буль Б. К. Основы теории и расчета магнитных цепей. М.: Энергия, 1964.

3. Поливанов К. М. Ферромагнетики. М.: Госэнергоиздат, 1957.

4. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов. М.: Энергия, 1976.

5. Иникин А. И. Схемная аппроксимация линейных сред, находящихся под воздействием электромагнитного поля. — Электричество, 1976, № 4.

6. Иникин А. И., Литвинов Б. В. Синтез каскадных схем замещения индукционных электрических машин на базе типовых $(E-H)$ -четырехполюсников. — Электротехника, 1977, № 1.

7. Иникин А. И. Синтез $(E-H)$ -звеньев и цепных схем замещения электрических машин. — В кн.: Электрические бесполюсовые машины переменного тока. НЭТИ, 1973, вып. 4.

8. Казанский В. М., Иникин А. И. Электромагнитная модель и элементы теории асинхронной машины. — В кн.: Асинхронные электромашинны, Каунас, 1969.

9. Вопросы расчета электрических машин. М.: ЦБТИИИЭП, 1959, т. III.

[09.03.78]



УДК 62-187.4:621.3.049.75.001.24

Квазистационарный режим индуктосина

САФОНОВ Л. И., ПРОХОРОВ В. Н.

Москва

Практическая необходимость в расчете квазистационарного поля в зазоре индуктосина определяется, во-первых, тем, что в индуктосинах с многослойными обмотками, которые по своим метрологическим возможностям превосходят обычные датчики с однослойными обмотками, обмотки отдельных слоев оказываются на различных расстояниях от экранов и электропроводных несущих оснований [Л. 1]. Это приводит к тому, что при сравнительно высокой частоте э. д. с. этих обмоток оказываются отличными не только по амплитуде и пространственной фазе, но и по временной фазе, что должно быть учтено при проектировании индуктосина.

Во-вторых, рост требований к быстродействию и помехозащищенности АЦП (аналого-цифровых преобразователей) на основе индуктосина вынуждает использовать все более высокие частоты возбуждения — для увеличения мощности выходного сигнала. Это приводит к увеличению неравномерности распределения тока в проводниках из-за эффектов вытеснения и близости и соответствующему искажению функций взаимоиндукции. Поэтому основными задачами расчета квазистационарного поля являются:

расчет зависимостей модуля и аргумента комплексного значения индукции в функции координаты вдоль оси, перпендикулярной плоскости обмоток;

расчет гармонического состава функции плотности тока.

Первая из задач ранее не решалась. Неравномерность распределения плотности тока по ширине проводника из-за эффектов вытеснения и близости рассматривалась в [Л. 2 и 3]. В этих статьях сделан вывод о возможности значительной неравномерности распределения тока по ширине ленточного проводника при бесконечно малой его толщине,

что положено в основу дальнейших работ [Л. 4].

Как будет показано ниже, такой вывод ошибочен — в бесконечно тонком ленточном проводнике или последовательности лежащих в одной плоскости бесконечно тонких ленточных проводников ток конечной частоты распределяется равномерно. Поскольку, однако, на практике толщина проводника хоть и мала, но конечно, вопрос о распределении тока по ширине требует исследования, так как неравномерность распределения непосредственно влияет на линейность характеристики индуктосина.

Задачу квазистационарного расчета можно сформулировать следующим образом. В зазоре, ограниченном плоскими поверхностями магнитопроводных и электропроводных масс, расположена бесконечная последовательность равноудаленных друг от друга длинных проводников прямоугольного сечения (рис. 1), лежащих в одной плоскости. По проводникам протекает ток I такой частоты ω , что действием токов смещения можно пренебречь. Мгновенные значения токов в соответствующих точках соседних проводников равны и противоположны. Требуется определить картину поля во всех точках пространства.

Точного решения этой задачи пока нет, и речь может идти лишь о ее преобразовании и форме, удобной для расчета на ЦВМ. Однако применительно к индуктосину, у которого толщина проводников не более 0,02—0,05 мм, материал — медь или серебро, а полюсное деление $t \leq 1—2$ мм, можно получить аналитические решения достаточной точности вплоть до частот порядка 200—500 кГц, что покрывает практические потребности.

Одним из возможных методов решения задачи является метод последовательных приближений. В данном случае его существо заключается в ре-

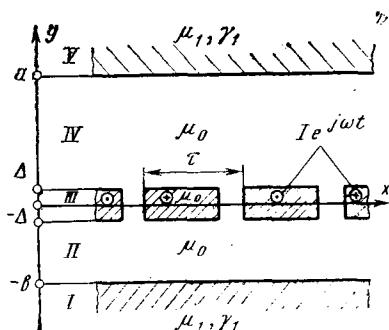


Рис. 1.

шении квазистационарной задачи в предположении, что ток по проводникам распределяется равномерно; по полученному решению для магнитного векторного потенциала A в области, занимаемой проводниками, определяется плотность индуцированного в проводниках тока по формуле $J^{(1)} = -\gamma \frac{\partial A}{\partial t}$ (первая поправка). Далее эта поправка принимается за исходное распределение плотности тока и вновь решается задача; определяется вторая поправка и т. д. [Л. 5].

Применим такой метод вначале к решению задачи для воздушного индуктосина (электропроводные массы отсутствуют, $\mu_1 = \mu_0$, рис. 1).

Решение уравнения Пуассона по методу Роговского (см., например, [Л. 6]) для области III с током дает следующее выражение магнитного векторного потенциала:

$$A_{III} = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \left(C_{3n} e^{k_1 n y} + C'_{3n} e^{-k_1 n y} + \frac{j_n \mu_0}{n^2 k_1^2} \right) \sin k_1 n x. \quad (1)$$

Здесь j_n — амплитуда n -й гармоники ряда Фурье функции равномерной плотности тока;

$$j_n = \frac{4}{\pi n} j_0 \sin \frac{\pi n \epsilon}{2} (-1)^{\frac{n-1}{2}};$$

j_0 — плотность равномерного распределения; $k_1 = \frac{\pi}{\tau}$

(рис. 1); ϵ — отношение ширины проводника к полюсному делению; C_{3n} , C'_{3n} — постоянные.

Для области II решается уравнение Лапласа $\nabla^2 A = 0$;

$$A_{II} = \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} (C_{2n} e^{k_1 n y} + C'_{2n} e^{-k_1 n y}) \sin k_1 n x. \quad (2)$$

Из физических соображений $C'_{2n} = 0$, а $C_{3n} = C'_{3n}$ из соображений симметрии. Определяя C_{3n} и C'_{3n} из условий равенства нормальных и тангенциальных составляющих напряженности магнитной индукции на границе областей, получим для области III:

$$A_{III} = \mu_0 \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{j_n}{n^2 k_1^2} (1 - e^{-k_1 n \Delta} \operatorname{ch} k_1 n y) \sin k_1 n x, \quad (3)$$

где 2Δ — толщина проводника.

Полагая $j_0 = j_0 e^{i\omega t}$, получим для индуцированной плотности тока в проводниках (первая поправка):

$$\delta J^{(1)} = -\gamma \frac{\partial A}{\partial t} = -j_0 \gamma \mu_0 \sum_{n=1, 3, 5, \dots}^{\infty} \frac{j_n}{n^2 k_1^2} (1 - e^{-k_1 n \Delta} \operatorname{ch} k_1 n y) \sin k_1 n x \quad (4)$$

для $r\tau - \frac{\pi}{2} \leq x \leq r\tau + \frac{\pi}{2}$, $r = 1, 2, 3, \dots$

и $-\Delta \leq y \leq \Delta$.

Теперь эту поправку необходимо подставить в правую часть уравнения Пуассона для области III и вновь решить задачу. Однако предварительно необходимо преобразовать (4). Дело в том, что $\delta J^{(1)}$ существует только на части области III — в проводниках, а в промежутках между ними $\delta J^{(1)} = 0$, правая же часть уравнения Пуассона должна относиться ко всей области.

Поэтому $\delta J^{(1)}$ необходимо разложить в ряд Фурье на периоде 2τ . При этом оказывается, что каждая из гармоник суммы (4) в общем случае порождает полный спектр нечетных гармоник. В результате получим:

$$\delta J^{(1)} = -p \sum_{n=1, 3, \dots} \sum_{m=1, 3, \dots} a_{mn} \frac{j_m}{m^2} (1 - e^{-k_1 m \Delta} \operatorname{ch} k_1 m y) \sin k_1 n x; \quad (5)$$

где $p = j_0 \gamma \mu_0 \frac{1}{k_1^2}$;

$$a_{mn} = (-1)^{\frac{m-n}{2}} \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sin (m+n) \pi \frac{\epsilon}{2}}{m+n} + \frac{\sin (m-n) \pi \frac{\epsilon}{2}}{m-n} \right] \quad (6)$$

определяет амплитуду гармоники порядка n на периоде 2τ , обусловленной гармоникой порядка m плотности тока, индуцированного только в области, занятой проводником, и имеющей единичную амплитуду.

$$j_m = (-1)^{\frac{m-1}{2}} \frac{4}{\pi m} j_0 \sin \frac{\pi m \epsilon}{2}. \quad (7)$$

Вычисляя $\delta J^{(2)}$ аналогично (5), получим для второй поправки:

$$\delta J^{(2)} = -p^2 \sum_{n=1, 3, \dots} \sum_{s=1, 3, \dots} a_{sn} \sum_{m=1, 3, \dots} a_{ms} \times \times \frac{j_m}{m^2} \left\{ \frac{1}{s^2} (1 + e^{-k_1 s \Delta} \operatorname{ch} s y) + \frac{e^{-k_1 m \Delta}}{m^2 - s^2} [e^{-k_1 s \Delta} (\operatorname{ch} k_1 m \Delta + \frac{m}{s} \operatorname{sh} k_1 m \Delta) \operatorname{ch} k_1 s y - \operatorname{ch} k_1 m y] \right\} \sin k_1 n x; \quad (8)$$

$$r\tau - \frac{\pi}{2} \leq x \leq r\tau + \frac{\pi}{2}, r = 1, 2, 3, \dots;$$

$$-\Delta \leq y \leq \Delta.$$

Здесь a_{sn} , a_{ms} вычисляются аналогично (6).

При $t=s$ второе слагаемое в фигурных скобках (8) имеет вид:

$$\frac{e^{-k_1 s \Delta}}{2s^2} [(k_1 s \Delta + e^{-k_1 s \Delta} \sinh k_1 s \Delta) \cosh k_1 s y - k_1 s y \sinh k_1 s y].$$

Процесс можно продолжить и далее, однако для большинства практических случаев достаточно и одной поправки.

Анализируя (4), отметим прежде всего, что поскольку $|y| \leq \Delta$, то при $\Delta \rightarrow 0$ $\delta J^{(1)}$, а значит, и все последующие поправки стремятся к нулю вне зависимости от ω и γ при конечных их значениях. Это доказывает, что для бесконечно тонкого проводника распределение тока по ширине остается равномерным при любой частоте.

Оценим теперь степень неравномерности распределения плотности тока по толщине и ширине проводника для реального индуктосина. Положим: $\tau = 1$ мм; $2\Delta = 0,035$ мм (стандартная медная фольга); $f = 100$ кГц; $\epsilon = 2/3$. Получаем для меди $\omega \gamma \mu_0 \Delta^2 / \pi^2 = 4,58$. При этом максимальное значение первого члена ряда (4) (при $y=0$) составит $0,245 j_1$; минимальное — $-0,239 j_1$. Второй член при всех y равен нулю, поскольку $\epsilon = 2/3$ и $j_3 = 0$; третий член — $-0,043 j_5$ и $0,038 j_5$. Остальными можно пренебречь. Первый член второй поправки составляет около $0,06 j_1$ (среднее по толщине значение). Как видим, имеет место практически равномерное распределение тока по толщине.

Оценим теперь искажение по ширине проводника. Вычисляя a_{13} , a_{15} и a_{17} по (6), получим соответственно $+0,138$, $-0,138$ и $+0,07$. Учитывая, что $\delta J^{(1)}$ в среднем равно $0,242 j_1$, получим, что амплитуды гармоник индуцированной плотности тока составят соответственно $0,033 j_1$, $0,033 j_1$ и $0,016 j_1$; искажения невелики.

Важно, что индуцированные гармоники по первому приближению находятся в квадратуре по отношению к гармоникам равномерного распределения. Это означает, что устранить какую-либо гармонику подбором ширины проводника полностью невозможно, можно лишь достичь некоторого минимума. В силу принципа обратимости этого нельзя сделать и вариацией ширины проводника вторичной обмотки. Единственный путь полного подавления таких гармоник — выполнение обмоток распределенными [Л. 7]. Этот вывод с определенностью можно отнести лишь к диапазону частот, когда вторая поправка мала по сравнению с первой.

Итак, с достаточной точностью для случая, когда

$$\frac{\omega \gamma \mu_0}{k_1^2} (1 - e^{-k_1 \Delta} \cosh k_1 y)_{\max} \approx \frac{\omega \gamma \mu_0 \Delta \tau}{\pi} < 0,2 - 0,3,$$

относительные амплитуды высших гармоник плотности тока можно подсчитать по формуле:

$$a_n = \sqrt{\left(\frac{\sin \frac{\pi n \epsilon}{2}}{n \sin \frac{\pi \epsilon}{2}} \right)^2 + \alpha_{1n}^2 \left(\frac{\omega \gamma \mu_0 \Delta \tau}{\pi} \right)^2}, \quad (9)$$

где α_{1n} определяются по выражению (6).

Первое слагаемое под радикалом есть квадрат гармоники при равномерном распределении; вто-

рое — квадрат гармоники от индуцированной плотности тока по первой поправке; они сдвинуты во времени на $\pi/2$. Вторая поправка (8) должна приниматься в расчет для $0,3 < \omega \gamma \mu_0 \Delta \tau / \pi < 0,7$; заметим, что в этом случае индуцированная плотность тока находится в противофазе с исходной.

При этом формула (9) несколько изменится:

$$\overline{a_n} \approx \sqrt{\left[\frac{\sin \frac{\pi n \epsilon}{2}}{n \sin \frac{\pi \epsilon}{2}} - \alpha_{1n} \left(\frac{\omega \gamma \mu_0 \Delta \tau}{\pi} \right)^2 \right]^2 + \alpha_{1n}^2 \left(\frac{\omega \gamma \mu_0 \Delta \tau}{\pi} \right)^2}. \quad (9a)$$

Для $\omega \gamma \mu_0 \Delta \tau / \pi > 0,6 - 0,7$ требуется вычисление

последующих поправок по изложенной схеме, что связано с выполнением очень громоздких выкладок. Формулы (9) и (9a) дают возможность определить толщину проводника, для которой высшие гармоники при данной частоте возбуждения не пре- восходят заданного уровня.

На рис. 2 представлены относительные значения третьей пространственной гармоники в выходном сигнале для индуктосина с параметрами: $\tau = 1,25$ мм; $2\Delta = 0,035$ мм; $h = 0,5$ мм (зазор); $\epsilon_1 = -2/3$; вторичная обмотка нераспределенная; $\epsilon_2 = -4/5$. Кривая I — расчетная. Значение a_n , вычисленное по (9a), умножалось на

$$(1/n) \exp [-\pi h (n-1)/\tau] \left(\sin \frac{\pi n \epsilon_2}{2} / \sin \frac{\pi \epsilon_2}{2} \right),$$

чтобы осуществлялось приведение гармоники плотности тока к гармонике в сигнале. Кривая II — экспериментальная. Ее превышение над расчетной в области низких частот объясняется, видимо, неточностью выполнения условия: $\epsilon_1 = -2/3$.

Как мы убедились, для воздушного индуктосина распределение тока по толщине проводника практически равномерно для широкого диапазона условий. Расчеты показывают, что наличие электропроводных оснований мало что изменяет в этом распределении. Это позволяет при решении задачи о зависимости аргумента индукции от координаты y (рис. 1) условно полагать, что поле в проводниках безвихревое и описывается уравнением Пуассона. Итак, в областях II и IV (рис. 1) поле описывается уравнением Лапласа, в области III — уравнением Пуассона, решения которых для интересующей нас рабочей пространственной гармоники магнитного векторного потенциала A будут

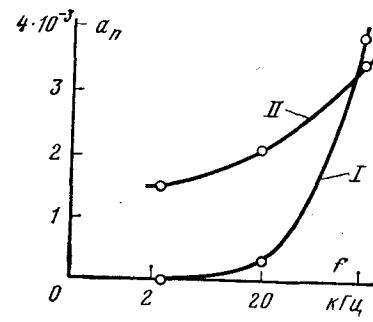


Рис. 2.

иметь вид [Л. 6]:

$$\left. \begin{aligned} A_{II} &= (C_2 e^{k_1 y} + C'_2 e^{-k_1 y}) \sin k_1 x; \\ A_{III} &= (C_3 e^{k_1 y} + C'_3 e^{-k_1 y} + \frac{j_1 \mu_1}{k_1^2}) \sin k_1 x; \\ A_{IV} &= (C_4 e^{k_1 y} + C'_4 e^{-k_1 y}) \sin k_1 x. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Здесь j_1 — амплитуда первой пространственной гармоники плотности тока в разложении в ряд Фурье функции плотности тока по оси x в области III.

В областях I и V поле вихревое и описывается уравнением, вытекающим из 1- и 2-го уравнений Максвелла:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} - \mu_1 \gamma_1 \frac{\partial A}{\partial t} = 0. \quad (11)$$

Полагая, как обычно,

$$A_n = A_n(y) e^{j\omega t} \sin k_1 x n,$$

получим уравнение Гельмгольца для $A_n(y)$ в областях I и V:

$$\frac{\partial^2 A}{\partial y^2} - (k_1^2 + j\omega \mu_1 \gamma_1) A(y) = 0. \quad (12)$$

В результате решение для A_I и A_V имеет вид, аналогичный (10):

$$\left. \begin{aligned} A_I &= (C_1 e^{k_1 y} + C'_1 e^{-k_1 y}) \sin k_1 x; \\ A_V &= (C_5 e^{k_1 y} + C'_5 e^{-k_1 y}) \sin k_1 x. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Здесь

$$k_2 = \sqrt{k_1^2 + j\omega \mu_1 \gamma_1}. \quad (14)$$

Из физических соображений, поскольку $\operatorname{Re} k_2 > 0$, $C'_1 = C_5 = 0$. Отыскание остальных восьми неизвестных C , входящих в (10) и (13), так же как и ранее, производим из условия равенства на границах областей нормальных составляющих индукции B_y и тангенциальных составляющих напряженности H_x :

$$B_y = -\frac{\partial A}{\partial x}; \quad H_x = \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y}.$$

Здесь μ — магнитная проницаемость в соответствующей области. Для области III, учитывая принятые ранее условия о равномерности распределения тока по толщине проводника, полагаем $\mu = \mu_0$. В дальнейшем нас будут интересовать значения амплитуд первых гармоник нормальной составляющей индукции в области IV и на оси $y=0$ области III.

Пропуская громоздкие выкладки по определению коэффициентов C и C' в (10) и (13), сразу запишем интересующие нас значения:

$$B_{yIV} = \frac{j_1 \operatorname{sh} k_1 \Delta e^{k_1 a}}{k_1} \left[\frac{e^{2k_1 b} + \rho}{e^{2k_1(a+b)} - \rho^2} \right] [pe^{k_1(y-a)} + e^{-k_1(y-a)}]; \quad (15)$$

$$B_{yIII} = \frac{j_1}{k_1} \frac{(e^{k_1 \Delta} - 1)[e^{2k_1(a+b)} + \rho^2]}{[e^{2k_1(a+b)} - \rho^2] e^{k_1 \Delta}} + [pe^{k_1 \Delta} \operatorname{sh} k_1 \Delta (e^{2k_1 b} + e^{2k_1 a})]. \quad (16)$$

Здесь $\rho = \frac{k_1 \mu_1 - k_2}{k_1 \mu_1 + k_2}$; 2Δ — толщина слоя с током.

Поскольку $k_2 b$ в (14) и соответственно ρ — комплексные величины, то, как следует из (15), аргумент B_{yIV} изменяется в функции y .

При исследовании выражения (15) наиболее интересно изменение аргумента индукции вдоль зазора в функции частоты ω , размеров a и b , значений μ_1 и γ_1 по сравнению с воздушным индуктосином (ему соответствует $\rho=0$).

Разделив (15) на то же выражение при $\rho=0$, получим коэффициент, позволяющий сравнить две конструкции,

$$K_\omega = \frac{(e^{2k_1 b} + \rho)(e^{2k_1 a} + \rho e^{2k_1 y})}{e^{2k_1(a+b)} - \rho^2}. \quad (17)$$

Модуль K_ω определяет степень изменения индукции при прочих равных условиях. После преобразований получим:

$$\arg B_y = \operatorname{arctg} \frac{r \sin \varphi \operatorname{sh} k_1(y-a)}{\mu_1 \operatorname{ch} k_1(y-a) - r \cos \varphi \operatorname{sh} k_1(y-a)} + C, \quad (18)$$

где

$$\left. \begin{aligned} r &= \sqrt{1 + \left(\frac{\gamma_1 \mu_1 \tau^2 \omega}{\pi^2} \right)^2}; \\ \varphi &= \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \frac{\gamma_1 \mu_1 \tau^2 \omega}{\pi^2}; \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

C — аддитивная постоянная.

Поскольку в выражение (18) входит до семи независимых параметров, в рамках настоящей статьи нет возможности дать подробный его анализ. Для представления о характере функции $\arg B_y$ рассмотрим конкретную конструкцию с $t=1,35$ мм, $a=0,75$ мм, $b=0,15$ мм, $y=0,45$ мм. За основание взят медный экран, отделяющий обмотку от несущего дюралевого диска.

На рис. 3 показаны расчетные и экспериментальные (показаны звездочками) данные функции $\arg B_y(f)$. При этом по оси y отложено отклонение от неортогональности между током возбуждения и э. д. с. сигнальной обмотки.

Таким образом, наличие проводящих оснований может заметно менять характер поля в зазоре, и если изменение $|K_\omega|$ ничего принципиально нового не вносит, то отличие $\frac{d}{dy} \arg B_y$ от 0 имеет практические последствия. Так, если поле возбуждения — вращающееся поле — имеет место нарастающее отставание его фазы в функции y , поэтому, например, сдвиг фаз выходных э. д. с. двух ортогональных в пространстве обмоток, расположенных в разных слоях, оказывается отличным от 90° , что необходимо учитывать, например, при построении фазовращателя на индуктосине. Указанное отставание фазы в этом случае приходится компенсировать соответствующим пространственным сдвигом обмоток слоев. Расчет такого сдвига для конкретного случая может быть произведен по выражению (18).

Обратимся теперь к выражению (16). Оно определяет значение векторного потенциала для 1-й

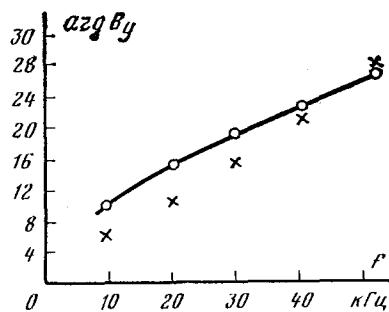


Рис. 3.

гармоники на оси x . Если разделить (16) на то же выражение при $\rho=0$, что соответствует воздушному индуктосину, получим коэффициент, определяющий влияние оснований. Поскольку именно первая гармоника в основном определяет искажение распределения плотности тока по ширине проводника, этот коэффициент примерно определит, как основания влияют на точность индуктосина. После преобразований, приняв $\Delta \rightarrow 0$, получим:

$$\eta_1 = \frac{e^{2k_1(a+b)} + \rho(e^{2k_1a} + e^{2k_1b}) + \rho^2}{e^{2k_1(a+b)} - \rho^2}. \quad (20)$$

На рис. 4 представлены кривые модуля $\eta_1(f)$ для четырех типов оснований: медного (1), алюминиевого (2), из магнитопроводящей стали с $\mu_1 = 200\mu_0$ (3) и феррита с $\mu_1 = 1000\mu_0$ (4) при $\tau = 1,25$ мм; $a = 0,12$ мм; $b = 0,55$ мм.

Из этих кривых следует, что магнитопроводящие основания заметно усугубляют неравномерность распределения тока и на высоких частотах их не следует рекомендовать к применению; в то время как немагнитопроводные основания, наоборот, смягчают эту неравномерность.

Выводы. 1. При частотах возбуждения индуктосина порядка 100—200 кГц и более могут проявляться искажения равномерности распределения плотности тока по ширине проводников — тем большие, чем больше толщина проводников.

2. Ни одна из высших пространственных гармоник плотности тока не может быть полностью устранена выбором ширины проводника — по край-

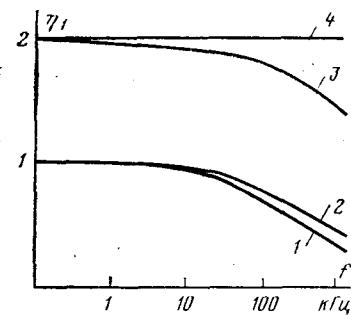


Рис. 4.

ней мере в среднем (100—300 кГц) диапазоне частот.

3. При прочих равных условиях искажения функции плотности тока заметно возрастают для магнитопроводящих оснований и несколько сглаживаются при применении немагнитопроводных электропроводящих оснований.

4. При применении электропроводных оснований имеет место изменение аргумента комплексного значения индукции в функции координаты по зазору, что должно учитываться при проектировании многослойных индуктосинов-фазовращателей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Сафонов Л. Н. Датчики угла с многослойными печатными обмотками. — Электричество, 1976, № 12.
- Самойленко Б. Ф. Расчет индуктосина методом комплексного потенциала. — В кн.: Бесконтактные электрические машины. Рига, Зинатне, 1969, вып. 8.
- Расчет распределения плотности тока в первичной обмотке индуктосина с приближенным учетом поверхностного эффекта и эффекта близости/ Пушкин Д. М., Самойленко Б. Ф., Пунгин Л. М., Бондарук П. А.— В кн.: Бесконтактные электрические машины. Рига, Зинатне, 1976, вып. 15.
- Расчет электромагнитного поля многополюсного индукционного датчика угла поворота/ Минц М. Я., Махотин Н. Д., Пунгин Л. М., Самойленко Б. Ф.— «Электричество», 1975, № 3.
- Теоретические основы электротехники/ Атабеков Г. И., Купалян С. Д., Тимофеев А. Б., Хухриков С. С. М.: Энергия, 1966, ч. II и III.
- Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. М.: Энергия, 1970.
- Прецизионные датчики угла с печатными обмотками/ Сафонов Л. Н., Волнянский В. Н., Окулов А. И., Прохоров В. Н. М.: Машиностроение, 1977.

[07.09.78]



УДК 621.313.333.045.001.2

Усовершенствование обмоток многоскоростных асинхронных двигателей

ДАРГАУ А. А., канд. техн. наук

ВНИИэлектромаш

Широко известны два общих метода составления схем полюсопереключаемых (многоскоростных) обмоток: предложенный в 1958 г. метод полюсно-амплитудной модуляции (п. а. м.) [Л. 1] и предложенный в 1962 г. метод смешения фаз, получивший в дальнейшем название метода фазной модуляции (ф. м.) [Л. 2]. К середине шестидесятых годов метод синусной полюсно-амплитудной моду-

ляции достиг высокой степени совершенства и началось широкое внедрение его во многих странах. К 1976 г. американскими и европейскими фирмами были построены многоскоростные двигатели общей стоимостью 10 млн. фунтов стерлингов [Л. 3]. Однако суммарная мощность двигателей малой и средней мощности далеко превосходила суммарную мощность двигателей большой мощности. Более чем

десятилетняя практика передовых фирм показала, что замена многообмоточных двигателей однообмоточными приводит к существенному увеличению отдаваемой мощности и улучшению характеристик двигателя в заданном габарите, а также к удешевлению их производства.

Недостатки асинхронных двигателей с обмотками, образованными модуляционными методами. Предложенные первоначально двухскоростные обмотки, образованные посредством прямоугольной п. а. м., были целыми при одном числе полюсов и дробными при другом. Содержание сторонних гармоник в послемодуляционной м. д. с. этих обмоток было столь велико, что практическое использование их оказалось затруднительным.

Выход был найден в использовании синусной п. а. м. При этом в исходном (до модуляционном) состоянии числа катушек в фазных группах выбираются примерно пропорциональными синусу модулирующей волны в точках расточки, соответствующих серединам групп. В результате обмотка становится дробной при обоих числах полюсов, однако содержание сторонних гармоник на каждом из включений существенно уменьшается по сравнению с их содержанием в послемодуляционной м. д. с. такой же обмотки, образованной методом прямоугольной п. а. м. Отсюда видно, что первым существенным недостатком обмоток Роклиффа является их дробность на обоих включениях (с знаменателем дробности, большим двух). Поэтому в м. д. с. этих обмоток присутствуют низшие гармоники ($v < p_p$), средние гармоники ($p_p < v < 5p_p$) и высшие гармоники ($v \geq 5p_p$) всех целых абсолютных порядков v , кратных v_n и некратных числу фаз m , где v_n — общий наибольший делитель числа пазов z и числа пар полюсов рабочей гармоники p_p .

Общеизвестно вредное влияние низших и средних гармоник на характеристики двигателей. В частности, они сильно ухудшают форму механических характеристик двигателей, способствуют возникновению синхронных моментов, шума и вибраций, а также добавочных потерь. Многолетняя практика вынудила все мировые фирмы отказаться от использования дробных обмоток в серийных двигателях; используются только целые обмотки, м. д. с. которых содержит лишь высшие гармоники ($v \geq 5p_p$) порядков, кратных p_p и некратных m .

Другой существенный недостаток рассматриваемого метода — его трудоемкость, так как для отыскания пригодных для практики исполнений требуется кропотливый анализ и сравнение весьма большого числа возможных вариантов исполнения обмотки. Об этом свидетельствует и сам автор метода [Л. 4].

Таким образом, обмотки, составленные по методу смешения фаз в их оригинальной форме, сложны конструктивно и имеют ограничения в выборе чисел полюсов, а в модифицированной форме (ф. м.) обладают теми же недостатками, что и обмотки Роклиффа.

Пути усовершенствования многоскоростных обмоток. Для устранения указанных недостатков обмоток, составленных модуляционными методами, автором этой статьи была разработана общая ме-

тодика составления схем целых многоскоростных обмоток [Л. 5 и 6], не связанная с идеями полюсно-амплитудной и фазной модуляций. При разработке этой методики автор исходил из совершенно определенных принципиальных установок:

а) наилучшая из всех возможных многоскоростная обмотка должна быть целой при всех числах полюсов, поэтому должна составляться из одинаковых фазных катушечных групп по s катушек в каждой, а числа катушечных групп в обмотке должны выбираться в соответствии с равенствами

$$z_k = 2mC \quad (1)$$

или

$$z_k = mC, \quad (1')$$

аналогичными равенствам

$$z_k = 2mp \quad (2)$$

или

$$z_k = mp, \quad (2')$$

действительным для целых односкоростных обмоток. Здесь C — общее наименьшее кратное всех чисел пар полюсов p_i , на которые обмотка должна переключаться. Общее число пазов якоря, следовательно, будет равно

$$z = 2mCs \quad (3)$$

или

$$z = mCs, \quad (3')$$

где s — любое целое число;

б) способ соединения катушечных групп в фазе, обеспечивающий исключение сторонних гармоник из кривых м. д. с. при всех числах полюсов, может быть однозначно определен посредством надлежащего использования свойств звезды м. д. с., подробно рассмотренных в [Л. 5 и 6]. В упомянутых источниках показано, что в случаях, когда все катушечные группы, относящиеся к одному и тому же лучу звезды м. д. с., включаются в схему фазы одинаково (например, согласно), в кривой м. д. с. содержатся только высшие гармоники порядков, кратных рабочему числу пар полюсов, а все низшие, средние и высшие гармоники порядков, некратных p_p , исключаются. Если желательно исключить из кривых м. д. с. при всех p_i и любых значениях шага катушек также и высшие гармоники порядков, четно кратных p_p , следует выбирать числа лучей в звездах м. д. с. четными и каждые две катушки, соответствующие двум диаметрально противоположным векторам м. д. с., включать так: одну — согласно, а другую — встречно;

в) обеспечение минимальности числа выводов из обмотки (шесть — в двухскоростных, пятнадцать — в трехскоростных и т. д.) может быть достигнуто надлежащим выбором катушек, включенных в состав фазы. Если, как это показано в [Л. 5 и 6], порядковые номера катушечных групп, включенных в одну и ту же фазу, выбраны соответственно равенству:

$$N_{ml} = M + (l-1)m, \quad (4)$$

где M — номер фазы, а l принимает значения всех целых чисел от 1 до z_k/m , то состав фазы остается неизменным при всех p_i . Звезда м. д. с. катушечных групп, входящих в состав фазы, оказывается при этом правильной s_i лучевой звездой, где

$$c_i = \frac{z_k}{mp_i}; \quad (5)$$

г) для ослабления действия высших гармоник, вызывающих, в частности, застревание ротора при пуске двигателей, должны использоваться средства, не связанные со схемным решением, а именно: надлежащий выбор шага катушек статора и числа стержней роторной обмотки, скос пазов, использование второго укорочения, использование роторных короткозамкнутых обмоток с несколькими стержнями на фазу и т. п. — как это делается в односкоростных асинхронных двигателях. Для свободного выбора шага катушек многоскоростная обмотка должна быть двухслойной;

д) число пазов многоскоростного двигателя должно выбираться с учетом равенств (3) и (3') максимально возможным в заданном габарите по условиям заполнения пазов медью, так как использование габарита растет по мере увеличения числа пазов из-за уменьшения дифференциального и пазового рассеяний, несмотря на некоторое уменьшение обмоточных коэффициентов.

Нотация схем соединения обмоток. Распространенные в литературе графические изображения обмоток в виде схем-разверток или торцевых схем в стилизованной форме повторяют очертания реальных конструкций. Исполнение и чтение этих схем требует больших затрат времени и труда. Они мало наглядны и почти никогда не используются при сборке соединений. Представляется, что наиболее совершенным по легкости воспроизведения и чтения способом записи схем соединений обмоток могут явиться числовые ряды. Это мнение обосновывается следующими соображениями. Любая якорная обмотка образуется из одинаковых элементов, равномерно распределенных по окружности якоря. Такими элементами могут явиться: катушка, катушечная группа, стержень (волновые обмотки) и т. п. Включение элемента обмотки в схему фазы может быть двояким: согласным, когда элемент обходится (при движении наблюдателя вдоль фазы от ее начала к концу) от его начала к концу, или встречным, когда элемент в аналогичных условиях обходится от его конца к началу. Возможен также и третий способ включения элемента, называемый смешанным включением, когда этот элемент разделяется на две одинаковые или неодинаковые и изолированные друг от друга части, включенные в фазу: одна — согласно, а другая — встречно (см. следующий раздел статьи).

Если элементы обмотки пронумерованы по порядку, то расположение любого из них в пазах якоря определяется его номером. Характер включения элемента в схему фазы может быть указан знаком «плюс» перед его номером (в случае согласного включения этого элемента) или знаком «минус» (в случае встречного его включения). Отсюда следует, что состав фазы и способ включения ее элементов однозначно определяются рядом включения фазы, представляющим собой числовой ряд номеров элементов фазы, снабженных знаками, указывающими характер включения каждого из них. Если члены ряда расположены так, что длина соединительных проводников минимальна, то он называется обмоточным рядом. Положение и маркировка выводов обозначаются в обмоточном ряде индексами в нижних подвесках перед первым и

после последнего членов ряда или под знаками «плюс» или «минус» в середине ряда. Первые обозначают свободные от соединений выводы первого и последнего элементов фазы, а вторые — выводы из соединений между соседними элементами обмотки.

Обмоточный ряд содержит исчерпывающую информацию о схеме соединений фазы, легко обозрим и с успехом используется обмотчиками при сборке соединений в натуре. Поскольку чередование элементов обмотки подчинено определенным закономерностям, связанным с необходимостью обеспечения максимальной величины вектора м. д. с. фазы при заданном ее составе и законами нумерации векторов в звезде м. д. с., изложенными в [Л. 5 и 6], ряд включения может быть записан сокращенно и в обобщенной форме в виде формулы включения, указывающей общие законы образования членов ряда, их числа и характер включения соответствующих элементов. Если формула включения составлена так, что в ней можно обозначить все выводы из обмотки, то она называется обмоточной формулой. Формулы включения и обмоточные формулы являются не только удобным аппаратом для записи и выполнения в натуре схем соединений обмоток, они также незаменимы при теоретических исследованиях гармонического состава м. д. с. обмоток, вычислении их обмоточных коэффициентов, проверке симметрии фаз и параллельных ветвей, построении кривых м. д. с. обмоток и т. п.

Если рассматривать в качестве элемента обмотки номер N катушку двухслойной обмотки, уложенную в пазы номеров N и $N+y$, то в случае целых многоскоростных обмоток члены формул включения и обмоточных формул представляются выражениями вида:

$$\sum_{\eta=1}^{p_i} \sum_{\lambda_h} \sum_{\mu_n} [f(\eta, \lambda, \mu)], \quad (6)$$

где $f(\eta, \lambda, \mu)$ является линейной функцией трех переменных.

Конкретные значения членов ряда (6) находятся подстановкой в многочлен, заключенный в квадратные скобки, всех возможных сочетаний η , λ и μ по три из рядов: 1, 2, 3, ..., p_i ; λ_h ; $\lambda_h+1, \lambda_h+2, \dots, \lambda_h$; μ_n , $\mu_n+1, \mu_n+2, \dots, \mu_v$. Таким образом, запись (6) заменяет $p_i(\lambda_v - \lambda_h + 1)(\mu_v - \mu_n + 1)$ членов ряда включения. Верхние и нижние пределы во втором и третьем знаках суммы являются функциями параметров s_i и s . Поскольку единичный вектор, изображающий м. д. с. гармоники абсолютного порядка v , созданной током в катушке номер N , может быть представлен в форме

$$e^{j(N-1)\alpha_v} = |(N-1)\alpha_v|,$$

где $\alpha_v = \frac{2\pi v}{z} = \frac{2\pi v}{mp_i c_i s}$ — угол между векторами м. д. с. двух соседних катушек, можно, пользуясь обмоточной формулой и общизвестными законами суммирования единичных векторов, просуммировать векторы м. д. с. всех катушек, входящих в фазу, и

определить амплитуду м. д. с. фазы в масштабе амплитуды этой гармоники в м. д. с. катушки. Поделив амплитуду м. д. с. фазы на число катушек в фазе, получаем общее выражение коэффициента распределения обмотки для гармоники порядка v .

Пользуясь этим выражением и коэффициентами укорочения и скоса, легко провести гармонический анализ м. д. с. фазы. Наконец, пользуясь рядом включения и известным методом Л. А. Ломоносовой, легко построить кривые м. д. с. Включения элементов любой целой обмотки периодически повторяются на протяжении отрезков окружности якоря, равных двойному полюсному делению рабочей гармоники. Поэтому при исследовании обмоток часто достаточно ограничиться этим участком и ввести в рассмотрение понятия: основного ряда включения и основной формулы включения, представляющих включения элементов обмотки в пределах $2\pi_p$. Выражение общего члена основной формулы включения упрощается по сравнению с (6) и приобретает вид:

$$\sum_{\lambda=1}^{p_i} \sum_{\mu=1}^s [f(\lambda, \mu)], \quad (6')$$

а полные ряды включения легко получаются из основных в соответствии с зависимостью:

$$\sum_{\eta=1}^{p_i} [\Sigma_c N + mc_i s(\eta-1)] - \sum_{\eta=1}^{p_i} [\Sigma_b N + mc_i s(\eta-1)], \quad (7)$$

где $\Sigma_c N$ — совокупность членов основного ряда, включенных согласно; $\Sigma_b N$ — то же при встречном включении.

Универсальные формулы включения элементов целых многоскоростных обмоток. В случаях, когда число лучей в звезде м. д. с. катушечных групп, приходящееся на фазу c_i , некратно m , все лучи звезды м. д. с., сдвинутые относительно лучей данной фазы на углы, кратные $2\pi/m$, относятся к остальным $m-1$ фазам. Поэтому правильные сдвиги между м. д. с. отдельных фаз могут быть получены посредством использования только согласного или встречного включения всех катушек, относящихся к одному и тому же лучу звезды м. д. с. Такие условия имеют место, если ни одно из чисел пар полюсов p_i некратно m или все они одновременно кратны одной и той же степени m .

В состав фазы входят $c_i p_i$ катушечных групп, относящихся к c_i лучам правильной звезды м. д. с. Очевидно, в случаях, когда c_i — четно, максимальное значение вектора м. д. с. фазы получается, если все катушечные группы, соответствующие $c_i/2$ следующим друг за другом лучам звезды, включены согласно, а все группы, соответствующие остальным $c_i/2$ лучам звезды, включены встречно. Если c_i — нечетно, следует все катушки, соответствующие $\frac{c_i+1}{2}$ рядом лежащим лучам звезды, включить согласно, а все катушки, соответствующие остальным $\frac{c_i-1}{2}$ лучам, включить встречно.

На основании изложенного можно написать следующую универсальную формулу включения эле-

ментов обмотки при c_i , некратном m :

$$\sum_{\lambda=1}^{\frac{c_i+\varphi_i}{2}} \sum_{\mu=1}^s [c_i s(M-1) + ms(\lambda-1) + \mu] - \sum_{\lambda=\frac{c_i+\varphi_i}{2}+1}^{c_i} \sum_{\mu=1}^s [c_i s(M-1) + ms(\lambda-1) + \mu], \quad (8)$$

где $\varphi_i = \sin^2 \pi \frac{c_i}{2}$ и равна нулю при c_i — четном или единице при c_i — нечетном.

При вычислении номеров катушек по этой и приводимым далее формулам следует иметь в виду, что в случаях, когда в каком-либо из знаков суммы нижний предел оказывается больше верхнего, часть ряда, содержащая этот знак суммы, отбрасывается, а в случае, когда номер элемента оказывается больше $mc_i s$, из него следует вычесть $mc_i s$. Например, при $c_i=1$ в первом знаке суммы второго члена формулы (8) нижний предел $\lambda_{\mu}=2$, а верхний $\lambda_{\mu}=1$, поэтому второй член формулы отбрасывается, и основной ряд включения фазы образуется согласным соединением s катушек, соответствующих первому члену формулы.

В некоторых случаях по соображениям симметрии параллельных ветвей или с целью улучшения гармонического состава м. д. с. выгодно использовать при c_i , нечетном и большем единицы, другой вариант включения с делением части катушечных групп на две одинаковые полугруппы. Если s — четно, то такое деление не вызывает затруднений, если же s — нечетно, то средняя из s катушек группы должна быть разделена на две изолированные друг от друга прокладками полукатушки, содержащие по $\omega_c/2$ витков каждая. Основная формула включения фазы в этом случае принимает вид:

$$\begin{aligned} & \sum_{\lambda=1}^{\frac{c_i-1}{2}} \sum_{\mu=1}^s [c_i s(M-1) + ms(\lambda-1) + \mu] + \\ & + \sum_{\mu=1}^{\frac{s-\Phi}{2}} \left[\frac{c_i s(2M+m-2) - ms}{2} + \mu \right] + \\ & + \left[\frac{c_i s(2M+m-2) - s(m-1) + 1}{2} \right]''' - \\ & - \left[\frac{c_i s(2M+m-2) - s(m-1) + 1}{2} \right]''' - \\ & - \sum_{\mu=\frac{s+2+\Phi}{2}}^s \left[\frac{c_i s(2M+m-2) - ms}{2} + \mu \right] - \\ & - \sum_{\lambda=\frac{c_i+3}{2}}^{c_i} \sum_{\mu=1}^s [c_i s(M-1) + ms(\lambda-1) + \mu], \end{aligned} \quad (9)$$

где символы $[N]$ и $[N]''$ обозначают соответственно катушку номер N или первую и вторую полукатушки, выделенные из катушки номер N , а $\psi = \sin^2 \pi \frac{s}{2}$.

Если c_i кратно m , то среди лучей, относящихся к остальным $m-1$ фазам, отсутствуют лучи, сдвинутые относительно лучей первой фазы на углы, кратные $2\pi/m$, поэтому формулы включения (8) и (9) не обеспечивают симметрии обмотки по угловым сдвигам между осями фаз. Выход из этого затруднения — использование смешанного включения в части катушечных групп фазы, разделяемых в этом случае на две неодинаковые полугруппы. Избрав этот путь и стремясь к максимальному упрощению технологии изготовления обмотки, можно допустить весьма малую несимметрию обмотки, укладывающуюся в требования стандарта, сократить число разделяемых на части катушек и снять излишне жесткие ограничения в отношении выбора числа витков w_c в катушках. Способ включения элементов фазы существенно зависит от числа фаз обмотки, поэтому, учитывая ограниченный объем статьи, рассмотрим в дальнейшем только трехфазные обмотки, имеющие наибольшее распространение.

На рис. 1 представлен многоугольник, м. д. с. катушек, относящихся к первой фазе, соответствующий c_i четному, а на рис. 2 — такой же многоугольник, соответствующий c_i нечетному. На этих чертежах показаны также векторы м. д. с. катушечных групп. Числа, проставленные рядом с векторами м. д. с. катушек (F_c), обозначают порядковые номера катушек, входящих в первый обход звезды м. д. с., тождественные номерам лучей и звезде м. д. с. катушек. Векторы м. д. с. катушечных групп (F_k) пронумерованы в порядке их следования по контуру многоугольника; эта нумерация не совпадает с нумерацией лучей в звезде м. д. с. катушечных групп. Многоугольники м. д. с. элементов, входящих в состав второй и третьей фаз, идентичны показанным на рис. 1 и 2, но повернуты относительно них на углы a_i и $2a_i$ соответственно, где $a_i = \frac{2\pi}{3c_i}$ — угол между соседними лучами звезды м. д. с. катушечных групп порядка p_i .

Номера лучей в многоугольнике м. д. с. катушек второй фазы на s , а в многоугольнике м. д. с. третьей фазы на $2s$ больше, чем номера соответствующих лучей в многоугольнике первой фазы. На чертежах показаны также векторы \bar{AX} , \bar{BY} и \bar{CZ} , представляющие собой уменьшенные в $2p_i$ раз результатирующие м. д. с. фаз. При этом предполагается, что первая фаза на протяжении основного ряда включения образуется согласным включением элементов, представленных сторонами многоугольника м. д. с. катушек, расположенными выше вектора \bar{AX} , и встречным включением элементов, представленных сторонами этого многоугольника, расположенными ниже вектора \bar{AX} . Две другие фазы составляются аналогично.

Учитывая сказанное, легко видеть, что выбирая положение вектора \bar{AX} так, как это показано на рис. 1 и 2, и используя смешанное включение

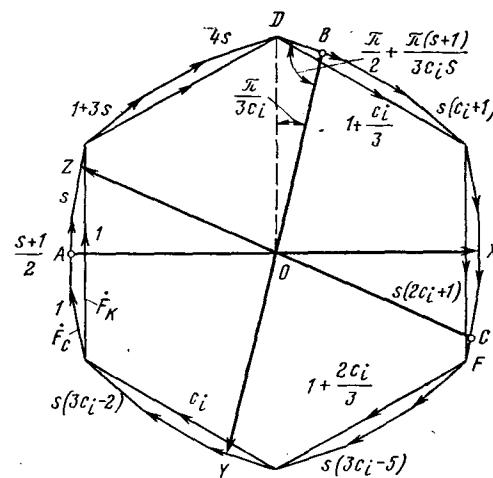


Рис. 1.

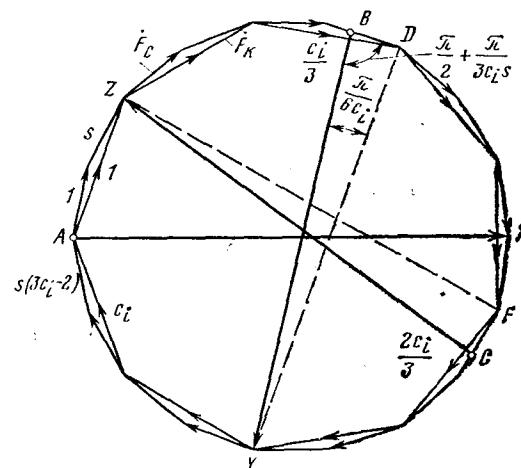


Рис. 2.

витков в $2p_i$ катушках каждой фазы (при c_i четном) или в p_i катушках (при c_i нечетном), можно так выбрать величины отрезков DB и FC , что углы между векторами \bar{AX} и \bar{BY} , как и между векторами \bar{BY} и \bar{CZ} , окажутся в точности равными $\frac{2\pi}{3} - a_i$. Именно это нужно для того, чтобы углы между м. д. с. трех фаз стали равными $2\pi/3$. Руководствуясь рис. 1 и 2 и учитывая правила нумерации векторов в звезде м. д. с. катушек, изложенные здесь и в [Л. 5], можно записать основные формулы включения фаз обмотки с любыми c_i и s :

$$\begin{aligned} \varphi'_i \left\{ \psi \left[\frac{s+1}{2} \right]''' + \sum_{\mu=\frac{s+2+\psi}{2}}^s [\mu] \right\} + \sum_{\lambda=1+\varphi'_i}^{\frac{c_i-\varphi_i}{2}} \sum_{\mu=1}^s [3s(\lambda-1) + \mu] + \sum_{\mu=1}^{\frac{s-\varphi}{2}} \left[\frac{3s(c_i-\varphi_i)}{2} + \mu \right] + \end{aligned}$$

$$+\psi\left\{\left[\frac{3s(c_i-\varphi_i)+s+1}{2}\right]'''-\left[\frac{3s(c_i-\varphi_i)+s+1}{2}\right]'''\right\}-$$

$$-\sum_{\mu=\frac{s+2+\psi}{2}}^s\left[\frac{3s(c_i-\varphi_i)}{2}+\mu\right]-\sum_{\lambda=\frac{c_i+3+\varphi'_i}{2}}^{c_i}\sum_{\mu=1}^s[3s(\lambda-1)+\mu]-\varphi'_i\left\{\sum_{\mu=1}^{\frac{s-\psi}{2}}[\mu]+\psi\left[\frac{s+1}{2}\right]'''\right\}; \quad (10)$$

$$\left[c_is+s(1-3\varphi_i)+E\frac{s(1+4\varphi_i)}{6}+1\right]'+$$

$$+\sum_{\mu=E\frac{s(1+4\varphi_i)}{6}+2}^s[c_is+s(1-3\varphi_i)+\mu]+$$

$$+\sum_{\lambda=\frac{c_i-3\varphi_i}{3}+\varphi'_i+1}^{\frac{s}{6}}\sum_{\mu=1}^s[s(3\lambda-2)+\mu]+$$

$$+\varphi'_i\left\{\sum_{\mu=1}^{Es/6}\left[\frac{5c_is}{2}+s+\mu\right]+\left[\frac{5c_is}{2}+s+E\frac{s}{6}+1\right]''-\left[\frac{5c_is}{2}+s+E\frac{s}{6}+1\right]'-\sum_{\mu=E\frac{s}{6}+2}^s\left[\frac{5c_is}{2}+s+\mu\right]\right\}-$$

$$-\sum_{\lambda=\frac{5c_i+3(1+3\varphi'_i)}{6}}^{\frac{4c_i}{3}-\varphi_i}\sum_{\mu=1}^s[s(3\lambda-2)+\mu]-$$

$$-\sum_{\mu=1}^{E\frac{s(1+4\varphi_i)}{6}}[c_is+s(1-3\varphi_i)+\mu]-[c_is+s(1-3\varphi_i)+E\frac{s(1+4\varphi_i)}{6}+1]''; \quad (10')$$

$$\left[2c_is-s+E\frac{s(1+4\varphi'_i)}{6}+1\right]''+\sum_{\mu=E\frac{s(1+4\varphi'_i)}{6}+2}^s[2c_is-s+\mu]+\sum_{\lambda=\frac{2c_i}{3}+1}^{\frac{7c_i-3(1+\varphi'_i)}{6}}\sum_{\mu=1}^s[s(3\lambda-1)+\mu]+$$

$$+\varphi'_i\left\{\sum_{\mu=1}^{E\frac{5s}{6}}\left[\frac{c_is}{2}-s+\mu\right]+\left[\frac{c_is}{2}-s+E\frac{5s}{6}+1\right]'\right\}-$$

$$-\left[\frac{c_is}{2}-s+E\frac{5s}{6}+1\right]''-\sum_{\mu=E\frac{5s}{6}+2}^s\left[\frac{c_is}{2}-s+\mu\right]-$$

$$-\sum_{\lambda=\frac{c_i+3(1+\varphi'_i)}{6}}^{\frac{2c_i}{3}-1}\sum_{\mu=1}^s[s(3\lambda-1)+\mu]-$$

$$-E\frac{s(1+4\varphi'_i)}{6}$$

$$-\sum_{\mu=1}^s[2c_is-s+\mu]-[2c_is-s+E\frac{s(1+4\varphi'_i)}{6}+1]'. \quad (10'')$$

В этих формулах, помимо оговоренных выше, использованы следующие обозначения: $\varphi'_i = \sin^2 \pi \times \frac{c_i+1}{2}$; $E \frac{a}{b}$ — целая часть дроби $\frac{a}{b}$; $[N]'$ и $[N]''$ — две неравные полукатушки, образованные посредством разделения катушки номер N .

Несимметрия обмоток, составленных в соответствии с формулами включения (10), настолько мала, что при питании обмотки симметричными напряжениями токи образуют практически симметричную трехфазную систему. В этих условиях, суммируя м. д. с. элементов, входящих в фазы, можно вычислить амплитуды м. д. с. фаз в форме: F_{1m} , $F_{2m} \angle -\alpha_2$, $F_{2m} \angle -\alpha_3$ и определить значение обратной составляющей м. д. с. всех трех фаз в процентах от прямой составляющей:

$$\frac{F_{\text{обр}}}{F_{\text{пр}}} 100 = \frac{F_{1m} + F_{2m} \left[\left| -\alpha_2 - \frac{2\pi}{3} \right| + \left| -\alpha_3 - \frac{4\pi}{3} \right| \right]}{F_{1m} + F_{2m} \left[\left| \alpha_2 - \frac{2\pi}{3} \right| + \left| \alpha_3 - \frac{4\pi}{3} \right| \right]} 100$$

и коэффициент распределения обмотки для прямой составляющей м. д. с.:

$$k_{\text{пр}} = \frac{F_{1m} + F_{2m} \left(\left| \alpha_2 - \frac{2\pi}{3} \right| + \left| \alpha_3 - \frac{4\pi}{3} \right| \right)}{3p_i c_i s F_{cm}},$$

где F_{cm} — амплитуды рабочей гармоники в м. д. с. катушки.

Из геометрических соображений легко выводятся также общие выражения амплитуд м. д. с. фаз и чисел витков в полукатушках, справедливые для любых c_i и s . Они не приводятся здесь из-за ограниченности объема статьи.

В таблице сопоставляются важнейшие характеристики предлагаемых включений при четырех наиболее употребительных значениях c_i .

ГОСТ 13109-67 допускает на зажимах любого симметричного трехфазного приемника напряжение обратной последовательности в пределах до 2% номинального напряжения. Приняв такую же допустимую величину и для обратной составляющей э. д. с. статора и, следовательно, для рабочей гармоники м. д. с. статорной обмотки, можно утверждать, что все приведенные в таблице включения

c_i	s	$\frac{w'}{w_c}$	$\frac{w''}{w_c}$	$\frac{w'''}{w_c}$	k_{p1}	$\frac{F_{\text{обр}}}{F_{\text{пр}}} \cdot 100\%$
3	1	0,185	0,815	0,5	0,602	2,05
	1	1/5	4/5	0,5	0,600	1,89
	2	0,347	0,653	—	0,627	0
	2	1/3	2/3	—	0,626	0,009
	3	0,515	0,485	0,5	0,627	0,7
	4	0,684	0,316	—	0,631	0,53
	5	0,854	0,146	0,5	0,631	0,76
6	1	0,815	0,185	0,5	0,602	2,05
	1	4/5	1/5	0,5	0,600	1,89
	2	0,642	0,358	—	0,617	1,02
	2	2/3	1/3	—	0,630	2,07
	3	0,467	0,533	0,5	0,618	1,39
	3	0,5	0,5	0,5	0,619	1,47
9	1	0,169	0,831	0,5	0,637	0,51
	1	1/6	5/6	0,5	0,633	0,23
	2	0,335	0,665	—	0,636	0
	2	1/3	2/3	—	0,636	0,002
12	1	0,829	0,171	0,5	0,624	0,125
	2	0,661	0,339	—	0,632	0,255

элементов представляют собой практически симметричные трехфазные обмотки, пригодные для использования в электрических машинах. Из этой таблицы также видно, что в большинстве вариантов исполнения ограничения в выборе чисел витков в катушке не вызывают существенных затруднений при проектировании двигателей. Требуется, чтобы число витков в катушке было четно либо кратно трем или шести. Если $w_c \geq 15$, то при вычислении чисел витков в полукатушках достаточно, умножив w_c на трехзначный коэффициент из таблицы, округлить результат до единицы. При $s=6$ необходимость в разделении катушек отпадает, в этом случае в (10') $w'/w_c=1$, а в (10'') $w''/w_c=1$.

Правила составления схем многоскоростных обмоток. Правила, изложенные в [Л. 5 и 6] для обмоток со значениями c_i , не кратными трем, остаются в силе и в случаях, когда некоторые из c_i кратны трем, с тем лишь отличием, что при c_i , кратных трем, следует пользоваться формулами (10) вместо (8) или (9).

Пример 1. Двухскоростная обмотка, переключаемая с $p_1=3$ на $p_2=2$, размещенная в 36 пазах. Приняв $s=2$, получают полный ряд включения при $p_1=3$ по (8) и (7), подставляя в них: $c_1=2$, $s=2$ и $N=1, 2, 3$, а полный ряд включения при $p_2=2$ получают по (10), (10'), (10'') и (7), подставляя в них: $c_2=3$, $s=2$, $\varphi_2=1$, $\varphi'_2=0$ и $\psi=0$.

Сравнивая полные ряды включения, группируя их члены, меняющие знак при переключении с p_1 на p_2 в первой, а не меняющие знаки при этом переключении во второй полуфазах, получают обмоточные ряды фаз двухскоростной обмотки в виде:

$$\begin{aligned}
 & -7 + 13 + 14 - 19 - 20 + 26 + 1 + 2 - 8 + 25 - 31 - 32; \\
 & \quad (4c1) \\
 & + 5 + 6 - 11'' - 12 + 29' - 35 - 36 - \\
 & \quad (4c2) \\
 & - 11' + 17 + 18 - 23 - 24 + 29'' + 30; \\
 & \quad (4c3) \\
 & - 4' + 21 + 22'' - 27 - 28 + 33 + 34 - \\
 & \quad (4c3) \\
 & - 3 - 4'' + 9 + 10 - 15 - 16 + 22'. \\
 & \quad (4c2)
 \end{aligned}$$

Здесь полукатушка $[N]'$ содержит одну треть, а полукатушка $[N]''$ — две трети витков катушки (см. таблицу). Если желательно иметь последовательное соединение катушек фазы не при p_1 , а при p_2 , то следует поменять знаки в первых полуфазах на обратные, а также поменять местами обозначения выводов $4cN$ и $6cN$ в каждой фазе. Соединяя немаркированные концы фазы в звезду, можно осуществить переключение по схеме Y/YY , а сопрягая начала и концы фаз в треугольник, — переключение по схеме Δ/YY , используя шесть выводов из обмотки.

Таким образом, существуют четыре способа сопряжения фаз при переключении, которые при разумном выборе шага катушек позволяют получить желаемые соотношения мощностей при соответствующих скоростях.

В [Л. 6] было показано, что трехскоростные обмотки могут быть выполнены с числом выводов, равным пятнадцати, и стандартной независимо от конкретных p_i схемой переключения. Это положение справедливо при всех без исключения соотношениях чисел p_i .

Пример 2. Трехскоростная обмотка, переключаемая на $p_1=6$, $p_2=4$ и $p_3=3$, выполненная в 36 пазах. Здесь полные ряды включения фаз при $p_1=6$ и $p_3=3$ получаются по формулам (8) и (7) подстановкой в них $s=1$, $c_1=2$, $c_3=4$ и $N=1, 2, 3$, а полные ряды включения при $p_2=4$ — по формулам (10), (10'), (10'') и (7) подстановкой в них $s=1$, $c_2=3$, $\varphi_2=1$, $\varphi'_2=0$, $\psi=1$. Сравнивая между собою полные ряды включения фаз, выявляют их члены:

а) меняющие знаки как при переключении с p_1 на p_2 , так и при переключении с p_1 на p_3 ; б) меняющие знаки при переключении с p_1 на p_2 , но не меняющие при переключении с p_1 на p_3 ;

в) не меняющие знаки как при переключении с p_1 на p_2 , так и при переключении с p_1 на p_3 ; г) не меняющие знаки при переключении с p_1 на p_2 , но меняющие их при переключении с p_1 на p_3 . Группируя указанные четыре разновидности элементов между соседними выводами, получаем следующие обмоточные ряды трехскоростной обмотки:

$$\begin{aligned}
 & - 4''' + 7 - 28 + 31''' - 10 + 13''' - 22''' + \\
 & \quad (12c1) \quad (6c1) \\
 & + 25 + 1 + 13''' - 22''' - 34 - 4''' - 16 + 19 + 31''' ; \\
 & \quad (8c1) \quad (6c4) \quad (12c4) \\
 & + 3 + 15' - 24'' - 36 - 6'' - 18 + 21 + \\
 & \quad (12c2) \quad (6c3) \\
 & + 33' - 6' + 9 - 30 + 33'' - 12 + 15'' - 24' + 27 ; \\
 & \quad (8c3) \quad (6c6) \quad (12c5) \\
 & + 11'' - 20' - 32 + 35 - 2' - 14 + 17 + 29' - \\
 & \quad (12c3) \quad (6c2) \quad (8c2) \\
 & - 2'' + 5 - 26 + 29' - 8 + 11' - 20'' + 23 . \\
 & \quad (8c2) \quad (6c5) \quad (12c6)
 \end{aligned}$$

Здесь полукатушка $[N]'$ содержит $1/5$, полукатушка $[N]''$ — $4/5$, а полукатушка $[N]'''$ — половину числа витков катушки (см. таблицу). Включение на $p_1=6$ осуществляется питанием фаз от выводов 12C1, 12C2, 12C3 к выводам 12C4, 12C5, 12C6. Включение на $p_2=4$ — питанием фаз от выводов 8C1, 8C2, 8C3 к соединенным попарно выводам 12C1 и 12C4, 12C2 и 12C5, 12C3 и 12C6. Включение на $p_3=3$ — питанием фаз от выводов 6C1, 6C2, 6C3 к выводам 6C4, 6C5, 6C6, при этом выводы 12C1 и 12C4, 12C2 и 12C5, 12C3 и 12C6 соединяются попарно.

Последовательное соединение катушек в фазах может быть осуществлено не при p_1 , а при p_2 или p_3 переменой мест соответствующих отрезков фаз и выводов. Если учесть, что сопряжение фаз при одном из чисел полюсов может быть Δ или Y , а при двух других $\Delta\Delta$ или YY легко понять, что существует 21 комбинация соединений катушек в фазах, что облегчает получение любых желаемых соотношений мощностей на соответствующих скоростях.

При выборе шага катушек следует иметь в виду, что в случаях, когда одно из значений c_i равно трем, шаг должен выбираться равным или нечетно-кратным диаметральному при c_i , чтобы исключить появление в кривой м. д. с. значительных по величине четных гармоник. Следует также подчеркнуть, что описанный метод не имеет ограничений в выборе p_i , в то время как, например, составление пригодной для практики двухскоростной обмотки с соотношением чисел полюсов 3:1 по методу п. а. м. является, по утверждению авторов метода [Л. 3], до сих пор не решенной задачей.

Представляется, что разработанная методика может быть с большим экономическим эффектом использована для замены двух- и трехобмоточных исполнений двигателей однообмоточными в сериях ЧА, Т, ВАО, МАП, ДАЗО и ДВДА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rawcliffe G. H., Burbidge R. F., Fong W. Induction Motor Speed Changing by Pole-Amplitude Modulation. — Proc. IEE, 1958, vol. 105A, August.

2. Eastham I. F., Laithwaite E. R. Pole-Change Motors using Phase-Mixing Techniques. — Proc. IEE, 1962, vol. 109A, October.

3. Fong W. Latest Developments and Prospects for P. A. M. Motors. — Electrical Review, 1976, vol. 198, № 21.

4. Rawcliffe G. H., Achworth A. F. M. Induction Motor Speed Changing by Pole-Amplitude Modulation. — A. E. I. Engineering, 1965, vol. 1, № 6.

5. Дартау А. А. Общая методика составления схем многофазных двухскоростных обмоток. — Электричество, 1970, № 3.

6. Дартау А. А. К вопросу о составлении схем многофазных полюсопереключаемых обмоток. Электрические машины малой мощности. Л.: Наука, 1970.

[14.11.78]



УДК 621.313.333.017.71.001.24

Расчет нагрева обмоток асинхронного двигателя при пуске

ЧЕРТКОВ М. А., канд. техн. наук

Калининград

Обычно необходимость подобного расчета чаще всего возникает при пуске мощных быстроходных двигателей, адиабатический нагрев обмоток которых может достигать 50°C за один пуск. Существующие рекомендации по определению предельных условий пуска [Л. 1] не учитывают влияния момента сопротивления нагрузки и соседних тел на нагрев обмоток. В ряде работ [Л. 2] пусковые потери рассчитываются по среднему моменту за пуск, что приводит к большим погрешностям.

Наиболее просто и удобно для практических расчетов переходные тепловые процессы в обмотках двигателей при пуске представить в виде системы дифференциальных уравнений. Эта система составляется для ряда тел, образующих тепловую схему замещения обмотки и имеющих одинаковую температуру по всему объему данного тела. Чтобы облегчить расчет, можно принять температуру стержня одинаковой по всей длине [Л. 3], а обмотку статора разбить на две части — пазовую и лобовую. При необходимости более точного расчета с учетом начального распределения температур вдоль обмотки составляют систему из большего числа тел (см. [Л. 4]). Такой метод расчета позволяет учесть также влияние перераспределения потерь между частями обмоток в процессе пуска, обусловленное изменением активного сопротивления стержней от эффекта вытеснения тока.

Следует отметить, что наиболее важные из необходимых для расчета данных не могут быть получены с достаточной точностью. К ним относятся, например, основные значения механической характеристики [Л. 5] и теплоотдача от обмоток к железу, зависящая от условий изготовления двигателей, условий эксплуатации и т. д. и изменяющаяся в широких пределах [Л. 6]. Поэтому и сам расчет нецелесообразно уточнять, используя уравнения теплопроводности. Кроме того, как показывает последующий анализ, определяющими факторами нагрева обмоток являются греющие потери, выделяемые в обмотках, а также распределение этих потерь между отдельными частями обмотки.

При составлении системы уравнений роторной цепи для одного или нескольких пусков подряд

принимаются следующие допущения, не оказывающие существенного влияния на результаты: не учитывается теплоотдача ротора в окружающую среду; не учитываются потери в стали при пуске; температура вдоль стержней считается одинаковой; принимается, что в теплообмене участвует только пазовая зона пакета ротора; влиянием электромагнитных переходных процессов пренебрегается; не учитывается влияние теплового состояния статора.

С учетом вышеуказанных допущений после несложных преобразований нагрев короткозамкнутого ротора может быть определен с помощью системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\theta_1}{ds} &= \frac{2W_{x,x}(1-A)ms}{C_1(m-m_c)} + \frac{2W_{x,x}a_{12}}{C_1P_H} \frac{\theta_1 - \theta_2}{m-m_c} + \\ &+ \frac{2W_{x,x}a_{13}}{C_1P_H} \frac{\theta_1 - \theta_3}{m-m_c}; \\ \frac{d\theta_2}{ds} &= -\frac{2W_{x,x}}{C_2(m-m_c)} \left[-Ams + \right. \\ &+ \left. \frac{a_{12}}{P_H} (\theta_2 - \theta_1) + \frac{a_{23}}{P_H} (\theta_2 - \theta_3) \right]; \\ \frac{d\theta_3}{ds} &= \frac{2W_{x,x}}{C_3(m-m_c)} \left[\frac{Q_{13}}{P_H} (\theta_3 - \theta_1) + \frac{a_{23}}{P_H} (\theta_3 - \theta_2) \right], \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где C_1 , C_2 , C_3 — теплоемкости стержней, колец и зубцовой зоны пакета ротора; a_{12} , a_{23} , a_{13} — тепловые проводимости между отдельными частями ротора, определяемые по [Л. 6 и 7]; $A = \frac{r'_k}{r'_k + r'_{ct} + k_r}$ — коэффициент, учитывающий распределение потерь между стержнями и кольцами m — механическая характеристика двигателя, определяемая по [Л. 2]; m_c — момент сопротивления нагрузки, отн. ед.; r'_k , r'_{ct} — активное сопротивление колец и стержней; $W_{x,x} = \frac{1}{2} J\omega_0$ — потери в роторе при пуске вхолостую; P_H — номинальная мощность двигателя; k_r — коэффициент, учитывающий влияние эффекта вытеснения по [Л. 2]; ω_0 — синхронная угловая скорость.

В (1) для удобства расчета вместо параметра времени введено скольжение по известной формуле

$$-dt = \frac{2W_{x,x}}{(m - m_c) P_h} dS; \quad P_h \approx M_h \omega_0.$$

Для алюминиевой обмотки с пазами высотой более 50 мм и медной с высотой стержней более 35 мм можно принимать:

$$A = \frac{r_k}{r_k + V_s r_{ct,n}}, \quad (2)$$

где $r_{ct,n}$ — сопротивление стержней при $s=1$.

Представляет интерес при проектировании двигателей определить такие номинальные плотности тока в стержнях и короткозамкнутом кольце, при которых в конце пуска превышения температуры будут примерно одинаковыми. Очевидно, нагрев стержней и колец в основном зависит от характера распределения потерь между ними и в несколько меньшей степени от соотношения параметров тепловой схемы замещения. Для глубокопазных двигателей серии А02 габаритов 5—9 отношение r_{2p}/r_{20} находится в пределах 1,5—3. Теплоемкость короткозамкнутых колец и стержней обмотки ротора определяется соотношением:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{r'_{ct}}{r'_k} \left(\frac{\delta_{k,n}}{\delta_{ct,n}} \right)^2, \quad (3)$$

где $\delta_{k,n}$, $\delta_{ct,n}$ — плотность тока в кольце и стержнях при номинальной нагрузке; r_{2p}/r_{20} — сопротивление роторной цепи в пусковом и номинальном режиме.

Анализ (1), проведенный с учетом (3) на ЦВМ для типовых значений сопротивлений ротора и параметров схемы замещения, показал, что для обеспечения приблизительно одинакового нагрева колец и стержней в конце пуска необходимо, чтобы отношение $(\delta_{k,n}/\delta_{ct,n})^2 = 0,3—0,4$, причем меньшее значение берется для двигателей второй длины.

Для роторов с двухклеточной обмоткой или с бутылочной формой паза тепловую схему замещения можно представить состоящей из четырех тел (верхней и нижней клеток, короткозамкнутых колец и пазов зоны пакета ротора). Система уравнений для такого ротора имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\theta_1}{ds} &= \frac{2W_{x,x}}{C_1(m - m_c)} (1 - A_2) A_1 ms - \frac{a_{12}}{P_h} (\theta_1 - \theta_2) - \\ &\quad - \frac{a_{13}}{P_h} (\theta_1 - \theta_3) - \frac{a_{14}}{P_h} (\theta_1 - \theta_4); \\ \frac{d\theta_2}{ds} &= \frac{2W_{x,x}}{C_2(m - m_c)} \left[(1 - A_2) (1 - A_1) ms - \right. \\ &\quad \left. - \frac{a_{12}}{P_h} (\theta_2 - \theta_1) - \frac{a_{23}}{P_h} (\theta_2 - \theta_3) - \frac{a_{24}}{P_h} (\theta_2 - \theta_4) \right]; \\ \frac{d\theta_3}{ds} &= \frac{2W_{x,x}}{C_3(m - m_c)} \left[A_2 ms - \frac{a_{13}}{P_h} (\theta_3 - \theta_1) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{a_{23}}{P_h} (\theta_3 - \theta_2) \right]; \\ \frac{d\theta_4}{ds} &= \frac{2W_{x,x}}{P_h C_4(m - m_c)} [a_{14} (\theta_4 - \theta_1) + a_{24} (\theta_4 - \theta_2)]; \\ a &= \frac{r_b}{r_h}; \quad r_{20} = \frac{r_b r_h}{r_b + r_h}; \quad \mu = \frac{x_h}{r_{20}}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\text{где } A_1 = \frac{1 + s^2 \mu^2 \left(\frac{a}{1 + a} \right)^2}{1 + a + s^2 \mu^2 \left(\frac{a}{1 + a} \right)^2}; \quad A = \frac{1}{1 + k \frac{r'_{ct}}{r'_k}};$$

r_b , r_h , x_h — активные сопротивления верхней и нижней клеток, индуктивное сопротивление нижней клетки.

Процесс охлаждения ротора при отключении его после запуска определяется из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} -\frac{d\theta_1}{dt} &= \frac{1}{C_1} [a_{12} (\theta_1 - \theta_2) + a_{13} (\theta_1 - \theta_3) + a_{14} (\theta_1 - \theta_4)]; \\ -\frac{d\theta_2}{dt} &= \frac{1}{C_2} [a_{12} (\theta_2 - \theta_1) + a_{23} (\theta_2 - \theta_3) + a_{24} (\theta_2 - \theta_4)]; \\ -\frac{d\theta_3}{dt} &= \frac{1}{C_3} [a_{31} (\theta_3 - \theta_1) + a_{23} (\theta_3 - \theta_2)]; \\ -\frac{d\theta_4}{dt} &= \frac{1}{C_4} [a_{41} (\theta_4 - \theta_1) + a_{42} (\theta_4 - \theta_2)], \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где начальными условиями являются превышения температуры в конце пуска.

Решая систему (4) с разными значениями тепловой проводимости, можно оценить их влияние на конечные результаты, определить целесообразную точность получения этих параметров схемы замещения ротора. Так, нагрев пускового стержня двигателя А3-31312 при изменении тепловой проводимости между пусковой клеткой и сталью ротора a_{14} в пределах от 400 до 0 дает увеличение нагрева в конце пуска на 10%. Следовательно, можно считать, что изменение тепловой связи между стержнями и пакетом или погрешность в ее определении по опытным данным не приводит к заметному изменению конечных результатов. Если даже пренебречь тепловыми связями между элементами, то, как показывают результаты расчетов, и в этом случае нагрев стержней и короткозамкнутых колец будет отличаться не более чем на 10% от значений, полученных с учетом этих связей.

Решение (1) может быть получено только численными методами на ЦВМ, что затруднительно, а главное требует большого числа исходных данных, которые часто трудно получить. Поэтому желательно упростить расчет и ограничить число исходных данных с учетом сохранения удовлетворительной точности. Для инженерных расчетов целесообразно использовать только каталожные данные и полученные на их основе графики, при этом принимается, что стержни и короткозамкнутые кольца нагреваются до одинаковой температуры и рассматривается система из двух тел — обмотки и пазовой части пакета ротора.

Как показали расчеты на ЦВМ, достаточно сложный и трудоемкий расчет механической характеристики можно для нахождения пусковых потерь заменить простой формулой [Л. 8]:

$$m = m_n - (m_m - m_n) (1 - s)^2, \quad (6)$$

где m_n , m_m — пусковой и максимальный моменты. После преобразований получаем:

$$\frac{d\theta}{ds} = -2\beta \frac{m_n + (m_m - m_n) (1 - s)^2}{m_n - m_c + (m_m - m_n) (1 - s)^2} +$$

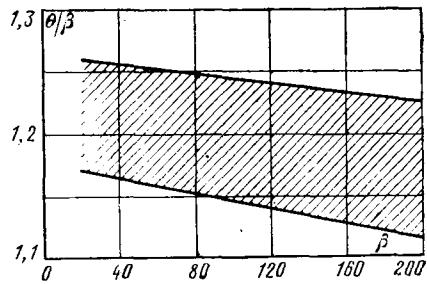


Рис. 1. Зависимость отношения θ/β от β для $m_c=0,2$
при $0,3 \cdot 10^{-3} \leq \frac{a_{12}}{P_h} \leq 3 \cdot 10^{-3}$.

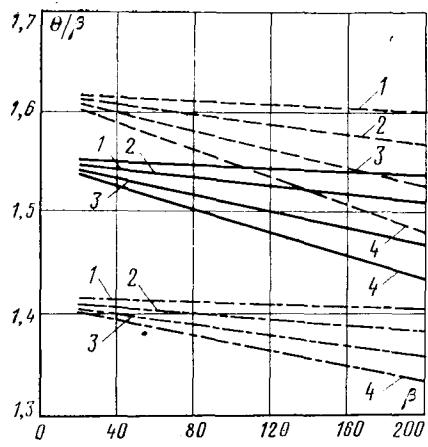


Рис. 2. Зависимость отношения θ/β от β для $m_c=0,4$
1 — $a_{12}/P_h=0,3 \cdot 10^{-3}$; 2 — $a_{12}/P_h=1 \cdot 10^{-3}$; 3 — $a_{12}/P_h=2 \cdot 10^{-3}$; 4 — $a_{12}/P_h=3 \cdot 10^{-3}$; — $m_{n1}/m_m=1/2$; — $m_{n1}/m_m=0,9/2,2$; — $m_{n1}/m_m=1,25/2,5$.

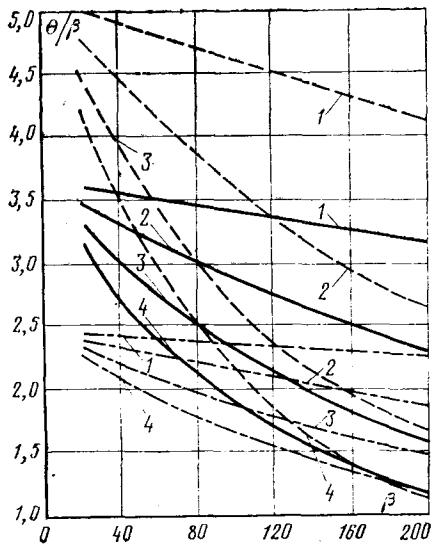


Рис. 3. Зависимость отношения θ/β от β для $m_c=0,8$ (обозначения те же, что и на рис. 2).

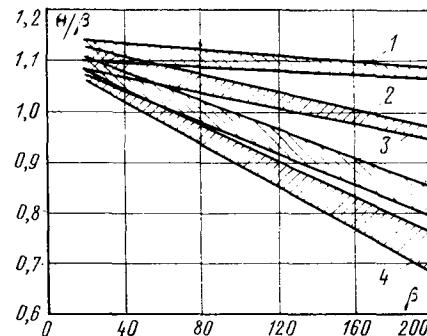
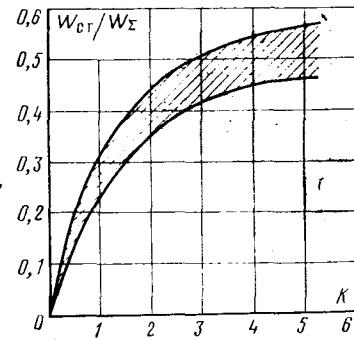


Рис. 4. Зависимость отношения θ/β от β для приводов с вентиляторным характером нагрузки;
 $m_c=0,1+(0,2-0,8)(1-s)^2$; 1-4 — те же, что и на рис. 2.

Рис. 5. Зависимость отношения W_{ct}/W_{Σ} от параметра k
(W_{ct} — энергия, перешедшая в сталь ротора; W_{Σ} — энергия потерь в роторе при пуске).



$$+ \frac{\alpha_1 T_{\text{эм}} \theta}{m_{n1} - m_c + (m_m - m_{n1})(1-s)^2}, \quad (7)$$

где $\alpha_1 = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} a_{12}$; $T_{\text{эм}} = \frac{J \omega_0}{M_h}$;

$\theta = \theta_1 - \theta_2$ — разность температур между обмоткой ротора и пазовой частью его пакета; $\beta = \frac{J \omega_0^2}{2 C_1}$ — адиабатический нагрев обмотки ротора при пуске на холостом ходу; C_1, C_2 — темплюемость обмотки и зубцовой зоны пакета ротора; a_{12} — тепловая проводимость между стержнями и пакетом.

Для асинхронных двигателей можно принять $C_2 \approx (3-4) C_1$,

тогда

$$\frac{d\theta}{ds} = -2\beta s \frac{m_{n1} + (m_m - m_{n1})(1-s)^2}{m_{n1} - m_c + (m_m - m_{n1})(1-s)^2} - \frac{2,6\beta a_{12} \theta}{P_h [m_{n1} - m_c + (m_m - m_{n1})(1-s)^2]}. \quad (8)$$

Охлаждение отключенного ротора

$$\frac{d\theta}{dt} = -\alpha_1 \theta, \quad (9)$$

а абсолютное значение превышения температуры зубцовой зоны ротора определяется из формул:

$$\theta = \theta_1 - \theta_2; C_1 \theta_1 + C_2 \theta_2 = W_p, \quad (10)$$

где W_p — пусковые потери в обмотке ротора, определяемые по [Л. 9].

На основании обработки результатов численного решения (8) получены расчетные графики по определению нагрева обмотки ротора для различных типов характеристик момента сопротивления нагрузки и ряда значений тепловой связи между обмоткой и пакетом (рис. 1-4).

На рис. 1 и 4 меньшие значения θ/β соответствуют более высоким значениям отношения a_{12}/P_h ; во всех случаях с ростом продолжительности разгона θ/β уменьшается.

Система (1) позволяет рассчитать характер процесса нагрева роторной обмотки с учетом отдачи части тепла пакету стали. Это количество тепла зависит не только от тепловой связи между стержнями и пакетом, но и от продолжительности пуска и разности температур между двумя телами. Анализируя результаты решения системы (1) на ЦВМ, получаем параметр, с помощью которого можно быстро оценить степень влияния пакета стали на нагрев стержней обмотки:

$$k = \frac{2W_{x,x}(1-s_h)}{P_h C_1} \sum_1^n a_{n,c}, \quad (11)$$

где $\sum_1^n a_{n,c}$ — суммарная теплопроводность между стержнями и пакетом жестей.

На рис. 5 дана зависимость количества тепла, перешедшего в пакет при пуске от параметра k , из которой видно, что при $k \leq 0,25$ теплоотдачу пакету можно не учитывать. На рисунке меньшие значения W_{ct}/\dot{W}_Σ соответствуют большим потерям в обмотке при уменьшенной тепловой связи между стержнями и пакетом.

Нагрев обмоток статора при пуске определяется тем же методом, что и для роторной цепи. В пусковом режиме статор можно рассматривать как систему, состоящую из трех тел (лазовая и лобовая части обмотки и зубцовая зона пакета статора). Система уравнений статора с учетом тех же допущений, что и для ротора, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\theta_1}{ds} &= \frac{2W_{x,x}}{C_1 P_h (1-s_h) (m-m_c)} [P_1 - a_{12}(\theta_1 - \theta_2) - \\ &\quad - a_{13}(\theta_1 - \theta_3)]; \\ \frac{d\theta_2}{ds} &= -\frac{2W_{x,x}}{C_2 P_h (1-s_h) (m-m_c)} [P_2 - \\ &\quad - a_{12}(\theta_2 - \theta_1) - a_{23}(\theta_2 - \theta_3)]; \\ \frac{d\theta_3}{ds} &= -\frac{2W_{x,x}}{C_3 P_h (1-s_h) (m-m_c)} [-a_{13}(\theta_3 - \theta_1) - \\ &\quad - a_{23}(\theta_3 - \theta_2)], \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $C_1 = k_n C_m$; $C_2 = k_l C_m = (1 - k_n) P_m C_m$ — теплоемкости пазов и лобовой частей обмотки;

$$P_1 = \left(3I^2 r_1 + P_h (1-s) m s k_\delta \frac{r_1}{r'_{20}} \right) k_n;$$

$$P_2 = P_1 \frac{k_l}{k_n}; \quad k_\delta = 1 + 2 \frac{I_0}{I_n}; \quad k_l = \frac{l_l}{l_b}; \quad k_n = \frac{l_n}{l_b};$$

C_m — теплоемкость обмотки статора с учетом изоляционных материалов; l_l , l_b — длины лобовой ча-

сти и всего витка обмотки статора; I_0 , I_n — ток холостого хода и пусковой ток.

Влияние эффекта вытеснения на пусковые потери в обмотке статора определяются по формулам:

$$P_1 = \left[3I^2 r_1 + P_h (1-s_h) m s k_\delta \frac{r_1}{r'_{20}} \frac{1}{1 + \left(\frac{r_{20}}{r_{20}} - 1 \right) s} \right] k_n; \quad (14)$$

где r_1 , r'_{20} — активные сопротивления обмотки статора и ротора; $m(s)$ — по (6), или для двухклеточного ротора

$$P_1 = \left[3I^2 r_1 + P_h (1-s_h) m s k_\delta \frac{r_1}{r_{20} k_r} \right] k_n, \quad (15)$$

где r_1 , r_{20} , k_r определяются по [Л. 2]. Теплопроводности a_{12} , a_{23} , a_{13} могут быть получены по известным формулам [Л. 6 и 7].

Результаты решения системы (12) на ЦВМ показывают, что в пусковых режимах можно преенебречь отдачей тепла зубцовой зоне пакета, т. е. принять

$$a_{13} = a_{23} = 0.$$

Наличие слабой тепловой связи обмотки с пакетом позволяет для инженерных расчетов использовать систему алгебраических уравнений, в которых определяется значение превышения температуры в конце пуска. С учетом принятых допущений получим:

$$\left. \begin{aligned} k_n W_{m1} &= C_1 \theta_1 + a_{12}(\theta_1 - \theta_2) t_n; \\ k_n W_{m1} &= C_2 \theta_2 + a_{12}(\theta_2 - \theta_1) t_n, \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где t_n — продолжительность пуска по [Л. 8]; W_{m1} — пусковые потери в обмотке статора по [Л. 8].

Результаты расчетов по (12) и (16), проведенных для двигателя типа А02-32-6, дают вполне допустимую погрешность, составляющую не более 3%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каталог-справочник. Асинхронные электрические двигатели единой серии А2 и А02. М.: Информэлектро, 1969.
2. Сергеев П. С., Виноградов Н. В., Горяинов Ф. А. Проектирование электрических машин. М.: Энергия, 1969.
3. Сарач А. А., Абакумов А. Н., Степанов В. И. Исследование тепловых параметров асинхронных двигателей с алюминиевой беличьей клеткой ротора в исполнении повышенной надежности против взрыва. — В кн.: Взрывобезопасное электрооборудование. М.: Энергия, 1965, вып. III.
4. Чертков М. А. Расчет нагрева обмотки статора асинхронного двигателя в режиме короткого замыкания. — Электротехника, 1975, № 3.
5. Воробьев В. А., Латырев Ю. В., Тубис Я. Б. Расчет времени пуска асинхронных двигателей новой серии. — ЭП. Электрические машины, 1973, вып. 10 (32).
6. Шуйский В. П. Расчет электрических машин. М.: Энергия, 1968.
7. Счастливый Г. Г. Нагревание закрытых асинхронных электродвигателей. Киев: Наукова думка, 1966.
8. Чертков М. А. К расчету допустимой частоты включений асинхронных электроприводов. — ЭП. Электропривод, 1973, № 7 (24).

[20.01.78]



Из опыта работы

УДК 621.311.4.017.001.24

Определение потерь электроэнергии при оптимизации режимов электроснабжения промышленных предприятий

САЛАМАТОВ И. А., ИГУМЕНЩЕВ В. А., КОВАЛЕНКО Ю. П.

Магнитогорск

В последнее время в системах электроснабжения промышленных предприятий уделяется большое внимание вопросам оптимизации распределения активной и реактивной мощности, уровней напряжения, выбора режима работы компенсирующих устройств. Результатом оптимизации режимов работы электрических сетей является снижение потерь электрической энергии и затрат на генерацию реактивной мощности источниками действующего промышленного предприятия. Однако эффективность реализации оптимальных режимов значительно снижается из-за отсутствия хорошо разработанных методов оперативного контроля параметров режима и больших погрешностей расчета потерь электроэнергии. Поэтому достаточно точный учет потерь электроэнергии следует рассматривать как один из важнейших аспектов задач оптимизации систем электроснабжения.

На промышленных предприятиях потери электроэнергии определяются как разности показаний счетчиков, установленных на питающих шинах энергосистемы, и счетчиков потребителей на распределительных подстанциях. Известно, что интегральный учет потерь измерительными приборами приводит к значительным ошибкам [Л. 1]. Неудовлетворительно обстоит дело с учетом потерь в отдельных элементах и узлах системы электроснабжения, в которых большие неуязвимы в показаниях счетчиков вводных и отходящих линий полностью искажают реальную картину потерь в сети. Выработка реактивной мощности компенсирующими устройствами предприятия (синхронными двигателями и генераторами) также связана с затратами электроэнергии, которые вообще не учитываются, так как полностью входят в баланс электропотребления источников реактивной мощности. Установка специальных счетчиков потерь электроэнергии в разветвленных распределительных сетях привела бы к значительному удорожанию эксплуатации систем электроснабжения и вряд ли экономически оправдана.

Таким образом, аппаратурная реализация учета потерь электроэнергии практически неприемлема для решения задач рационализации режимов электроснабжения. Значительно большие возможностей дают расчетные методы определения потерь электроэнергии.

Наиболее точный расчет потерь можно получить, используя реальные графики нагрузки каждого элемента сети за соответствующий период времени. Однако практическая возможность использования этих графиков весьма ограничена. Поэтому приходится использовать графики нагрузок для характерных режимов, которые учитывают естественное изменение нагрузки (суточные, сезонные) [Л. 2]. Однако графики нагрузок элементов сети, как правило, непостоянны вследствие изменения схем электроснабжения потребителей. Кроме того, интервал осреднения регистрируемой нагрузки должен быть достаточно мал. На рисунке приведены зависимости относительного коэффициента вариации активной нагрузки от длительности интервала осреднения для основных производств металлургического предприятия. Анализ этих зависимостей показывает, что для узлов с резкоизмененным характером нагрузки необходимо регистрировать нагрузку в каждый момент времени, что требует специальных автоматических устройств. Регистрация и первичная обработка таких графиков настолько сложны и трудоемки, что решение задачи теряет смысл даже при наличии быстродействующих вычислительных машин.

Упрощенные методы расчета потерь по времени наибольших потерь t имеют дополнительную погрешность, связанную с определением t , и могут применяться достаточно эффективно лишь в проектных расчетах.

В настоящей статье предлагается использовать для расчета потерь электроэнергии вероятностно-статистическую модель графика электрической нагрузки [Л. 3]. На промышленных предприятиях всегда известны статистические данные по электропотреблению, схема электроснабжения, характер уставновившегося технологического процесса. Среднее значение активной нагрузки потребителей одного технологического вида на цеховой или распределительной подстанции определяется по статистическим данным электропотребления за расчетное время:

$$P_i = W_i / T. \quad (1)$$

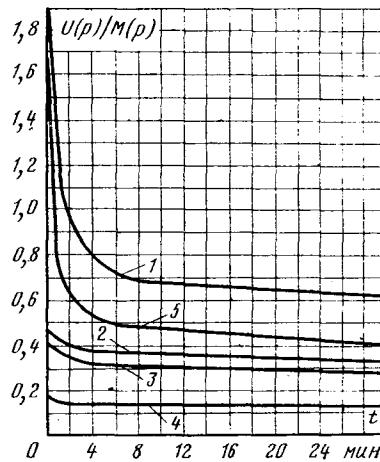
Так как статистические данные по потреблению реактивной мощности на предприятии обычно отсутствуют, средняя реактивная нагрузка находится по уравнению линейной регрессии вида

$$Q_i = a_i P_i + b_i, \quad (2)$$

где a_i и b_i — коэффициенты, характерные для потребителей данного технологического вида (определяются предварительно для графиков электропотребления каждого производства).

Технологические особенности потребителей, характеризующие форму графика электрической нагрузки, учитываются коэффициентами вариации единичных нагрузок $V_{(1)}$ и коэффициентами корреляционной связи между ними $\rho_{(1)}$. В [Л. 3] приведена методика определения этих коэффициентов. Там же показано, что их значения получаются из условия сохранения стационарности режима электропотребления крупного технологического производства и не зависят от математического ожидания нагрузки. Коэффициенты $V_{(1)}$ и $\rho_{(1)}$ для активных и реактивных нагрузок основных производств металлургического предприятия, полученные с интервалом осреднения 1 с, приведены в табл. 1.

Средние значения и вероятностные характеристики задаются только для нагрузок, питающихся с шин цеховых под-



Зависимости коэффициента вариации от интервала осреднения нагрузок для основных производств металлургического предприятия.

1 — прокатное; 2 — коксохимическое; 3 — сталеплавильное; 4 — доменное; 5 — комплексная нагрузка узла электроснабжения предприятия.

Таблица 1

Наименование производства	Активные нагрузки		Реактивные нагрузки	
	$V_{(1)}$	$P_{(1)}$	$V_{(1)}$	$P_{(1)}$
Коксохимическое	0,48	0,04	0,44	0,09
Производство агло- мерата	0,42	0,10	0,25	0,12
Доменное	0,17	0,20	0,22	0,11
Сталеплавильное	0,41	0,05	0,48	0,04
Насосные станции во- доснабжения	0,38	0,02	—	—
Прокатное	1,85	0,05	1,83	0,05
Компрессорные стан- ции	0,42	0,01	—	—
Кислородные заводы	0,23	0,02	—	—

станций. Вероятностные характеристики комплексной нагрузки элементов сети получаются в процессе расчета потокораспределения. Математическое ожидание активной мощности

$$M(P_n) = \sum_{i=1}^n P_i. \quad (3)$$

Дисперсия активной мощности для потребителей технологически независимых производств определяется без учета корреляционных связей:

$$D(P_n) = \sum_{n=1}^m D(P_n), \quad (4)$$

где $D(P_n)$ — дисперсия активной мощности потребителей одного технологического вида,

$$D(P_n) = M(P_n) V_{(1)}^2 \{1 + [M(P_n) - 1] P_{(1)}\}. \quad (5)$$

Аналогично получаются вероятностные характеристики реактивной мощности для элемента сети.

Таким образом, в результате расчета потокораспределения для каждого элемента становятся известными математические ожидания, дисперсии активной и реактивной мощностей.

Потери электроэнергии в каждом элементе системы электроснабжения (n) определяются по формуле:

$$\Delta W_n = \frac{[M^2(P_n) + D(P_n) + M^2(Q_n) + D(Q_n)]}{U_n^2} r_n T_c, \quad (6)$$

где U_n — напряжение в конце n -го элемента сети, кВ; r_n — активное сопротивление элемента, Ом; T_c — интервал стационарности графика нагрузки, ч.

Для удобства последующего анализа потери энергии в активных сопротивлениях суммируются для отдельных узлов электроснабжения и в целом по предприятию. К суммарным потерям следует добавить потери холостого хода в трансформаторах.

Затраты на выработку реактивной мощности местными источниками также могут быть представлены дополнительными потерями электроэнергии и определены по формуле:

$$\Delta W = \left[D_1 \frac{Q}{Q_n} + D_2 \left(\frac{Q}{Q_n} \right)^2 \right] T_c, \quad (7)$$

где D_1, D_2 — коэффициенты, зависящие от технических параметров источников реактивной мощности, кВт; Q — реактивная загрузка источника, Мвар; Q_n — располагаемая реактивная мощность источника, Мвар.

Метод оперативного расчета потерь был использован при решении задач по оптимизации режимов системы электроснабжения Магнитогорского металлургического комбината. В процессе исследований выполнена проверка точности учета потерь по предлагаемой вероятностно-статистической модели. Для узла электроснабжения, содержащего разнородную нагрузку (прокатное производство, марганцовское, насосные и компрессорные станции), определены потери электроэнергии различными методами и сравнены их относительные погрешности. В табл. 2 сравниваются суточные потери в трансформаторах и линиях узла, питающего разнородную нагрузку.

Таким образом, если принять за эталонный метод расчет по графику нагрузки с минимальным интервалом осреднения, наименьшая погрешность будет при учете нагрузок по вероят-

Таблица 2

Метод расчета	$M(I)$, кА	$D(I)$, кА ²	ΔW , кВт·ч	Погреш- ность, %
По графикам токовой на- грузки с различным ин- тервалом осреднения: а) 1,17 с б) 93,60 с в) 187,20 с г) 374,40 с д) 748,80 с	2,12 2,12 2,12 2,12 2,12	0,475 0,109 0,057 0,049 0,024	4596 4248 4224 4200 4176	— 7,56 8,10 8,62 9,14
Нагрузки заданы нормаль- ным законом распре- деления	2,12	0,475	4560	0,78
Нагрузки заданы их ма- тематическим ожида- нием	2,12	—	4152	9,66
Нагрузки заданы по ве- роятностно-статисти- ческой модели	2,12	0,505	4620	—0,52

Таблица 3

Метод расчета	$M(P)$, МВт	$D(P)$, МВт ²	$M(Q)$, Мвар	$D(Q)$, Мвар ²	ΔW , кВт·ч	Погреш- ность, %
По вероятностно-стати- стической модели гра- фиков нагрузок	68,3	197,9	0,0	96,3	17400	—
По характеристикам су- точных графиков на- грузки (интервал осред- нения 0,5 ч)	68,3	23,1	0,0	11,1	13992	19,6
По математическому ожи- данию нагрузок	68,3	0,0	0,0	0,0	13512	22,3

ностно-статистической модели ($-0,52\%$). Моделирование нагрузок с помощью нормального закона распределения дает также неплохие результаты ($0,78\%$), однако следует учитывать, что использование нормального закона может быть правомерным только для суммарных нагрузок узла, а не отдельных элементов сети.

Поскольку вероятностные характеристики графиков нагрузки зависят от величины интервала осреднения, то его увеличение приводит к возрастанию погрешности расчета потерь энергии (см. табл. 2). Представляет интерес проверка целесообразности использования вероятностных характеристик, полученных из графиков с интервалом осреднения в 30 мин, которые широко применяются на промышленных предприятиях при выполнении как проектных, так и эксплуатационных расчетов. В табл. 3 приведены результаты расчетов потерь электроэнергии за сутки во всех элементах высоковольтной распределительной сети выбранного узла электроснабжения (трансформаторы, воздушные и кабельные линии, реакторы, системы шин).

Анализ относительной погрешности определения потерь показывает, что расчет по характеристикам суточных графиков практически не отличается по сравнению с результатами, полученными при учете нагрузок их средними значениями. В обоих случаях погрешность получается недопустимо большой.

Метод оперативного расчета потерь электроэнергии с использованием вероятностно-статистической модели графика электрических нагрузок основывается на принципах последовательного эквивалентирования схемы замещения и может входить составной частью в алгоритм оптимизации режима электроснабжения [Л. 4].

Трудоемкость расчета потерь по предлагаемой методике обусловливается сбором первичной информации о режиме электропотребления и подготовкой исходных данных. Параметры схемы замещения, вероятностные характеристики нагрузок для действующего промышленного предприятия с уставновившимся технологическим процессом практически не изменяются. Переменной частью исходных данных являются

параметры электропотребления и возможные изменения схемы электроснабжения. Так как схема сети меняется, как правило, незначительно, основная трудоемкость расчета потерь связана с выборкой и составлением таблицы статистических данных электропотребления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воротицкий В. Э., Железко Ю. С. Структура технико-экономически обоснованных уровней потерь электроэнергии в сетях.— Материалы конференции «Компенсация реактивных нагрузок и снижение потерь электрической энергии в сетях

промышленных предприятий». М.: МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского, 1977.

2. Электрические нагрузки промышленных предприятий/ Волобринский С. Л., Калялов Г. М., Клейн П. Н., Мешель В. С. М.: Энергия, 1971.

3. Арзамасцев Д. А., Саламатов И. А., Игуменщев В. А. Вероятностное моделирование электрических нагрузок промышленных предприятий.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1976, № 5.

4. Арзамасцев Д. А., Игуменщев В. А. Расчет оптимального распределения реактивной мощности методом последовательного эквивалентирования.— Электричество, 1976, № 1.

[19.07.78]



УДК 621.313.322-81.012.7.001.4

Механические характеристики статора турбогенераторов серии ТВВ мощностью 165—1200 МВт

КУРИЛОВИЧ Л. В., РОНЖИН А. А., ЧИСТИКОВ А. А.,
РЯБОВ Е. В., ХУТОРЕЦКИЙ Г. М.

С ростом единичной мощности генераторов возрастает актуальность изучения механических параметров их конструктивных узлов и, в частности, таких элементов, как обмотка, сердечник и корпус статора, от вибрустойчивости которых во многом зависит надежность работы генератора. К числу наиболее важных механических характеристик, рассматриваемых узлов относятся частотные, контурные, режимные характеристики, а также такие параметры, как собственные частоты, коэффициенты жесткости и затухания, коэффициенты распределения, уровни выбросмешений.

За последние годы проведено много исследований по экспериментальному и теоретическому определению механических параметров статора крупных турбогенераторов, в том числе генераторов ТВВ мощностью от 165 до 1200 МВт [Л. 1—10]. В этих работах собран большой фактический материал, разработаны методы определения параметров при натурных испытаниях генераторов, даны рекомендации по улучшению вибрационного состояния машин. Настоящая статья подводит некоторые итоги этих исследований.

Методика исследований. Генераторы ТВВ имеют упруго-закрепленный в корпусе статора сердечник. При этом конструкция упругой подвески у генераторов разной мощности принципиально одинакова: в качестве подвески используются стяжные ребра статора, имеющие прорези по длине. Обмотка статора генераторов ТВВ мощностью 165—500 МВт первоначально выполнялась с микаелентной изоляцией и имела так называемую гибкую систему крепления лобовых частей, в основе которой лежала вязка стержней между собой и к бандажным кольцам. В дальнейшем, в связи с переходом на новую более жесткую изоляцию типа «слюдотерм» и увеличением мощности генераторов была разработана и внедрена жесткая система крепления с использованием уплотняющих формующихся материалов, разборных элементов и болтовых соединений. Корпус статора генераторов ТВВ — сварной, имеющий по длине поперечные кольцевые перегородки. Особенности конструкции генераторов ТВВ предопределили методику экспериментальных исследований.

Для определения характеристик и параметров обмотки статора использовались пьезо- или вибродатчики, приспособленные для работы в сильных магнитных полях до 0,3 Т. Датчики устанавливались на нулевых стержнях обмотки статора в радиальном и тангенциальном направлениях по длине лобовой дуги на головке, средней части эволвенты и, по возможности, на выходе из паза. Кроме того, в генераторах с жесткой системой креплений датчики устанавливались также на элементах этой системы (кольцах, кронштейнах). На сердечнике и корпусе статора применялись датчики того же типа. Они устанавливались в среднем сечении, как правило, в верхней части спинки сердечника и корпуса также по двум направлениям.

Для измерения механических напряжений в узлах крепления и упругой подвески применялись проволочные тензодатчики. Они наклеивались на упругом элементе подвески, на уголках, а также в местах сварных швов.

В качестве регистрирующей аппаратуры применялись усилители УВТ-10, 8АНЧ-7М с шлейфовыми осциллографами Н004, а также измерительные приборы типа ПИВ-2 и ПИВ-10.

В программу испытаний включались как нормальные эксплуатационные режимы (холостой ход при номинальной частоте вращения, нагрузка), так и ряд специальных косвенных режимов (холостой ход и короткое замыкание с различными значениями напряжения и тока и различной частотой вращения). Кроме того, в ряде случаев для определения параметров обмотки и корпуса статора использовались специальные методы с применением посторонних источников возбуждения типа вибраторов.

Результаты исследований при нормальных режимах. Вибрационные исследования турбогенераторов различных типов были проведены на 41 машине. В табл. 1 представлены основные результаты изучения механических параметров статорных обмоток, из которых следует, что гибкие системы креплений имеют частоту свободных колебаний примерно 75—80 Гц (за исключением турбогенератора 320 МВт), жесткие — 90—98 Гц, т. е. переход к жестким системам крепления лобовых частей позволил примерно вдвое увеличить жесткость крепления лобовых дуг. Из таблицы также следует, что увеличение частоты свободных колебаний головок привело к тому, что при общем уровне снижения вибродеятельности зоны лобовых частей вибраций головок изменились весьма незначительно. Это поясняется рис. 1, на котором показаны амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) головок статорной обмотки турбогенератора 500 МВт с гибкой и жесткой системами крепления, полученные при выбеге генераторов в режиме трехфазного короткого замыкания с током статора (0,5—0,6) I_n .

Обмотки генераторов с жесткой системой крепления имеют более низкий резонансный максимум и, несмотря на то, что коэффициент затухания обеих систем оценивается значениями 0,2—0,5, существенно более высокая жесткость крепления лобовых дуг в жестких системах обеспечивает большее рассеяние энергии колебаний. Характерным для этих систем является смещение резонанса в сторону низких частот и некоторое увеличение коэффициента затухания при нагреве обмотки (кривая 3, рис. 1), что необходимо учитывать при измерении вибраций обмоток и при сравнении уровня колебаний обмоток разных машин.

Однако главное преимущество жестких систем крепления заключается в том, что они обеспечивают наиболее благоприятную форму распределения вибраций по длине лобовой дуги, создали однородную, монолитную систему зоны лобовых частей, обеспечили сохранение вибраций на приемлемом по существующим оценкам уровне колебаний в номинальном режиме (до 150 мкм) в процессе длительной эксплуатации машин на электростанциях и подтвердили надежность конструкций крепления при таких тяжелых аномальных режимах, как внезапные короткие замыкания, сбросы нагрузки и т. п.

Исследования показали, что в конструкциях с гибким креплением лобовых частей максимальные вибрации находятся примерно посередине вылета лобовой части. Превышение

Таблица 1

Измеряемый параметр	Мощность турбогенератора, МВт											
	гибкое крепление					жесткое крепление						
	165	200 (30 пазов)	200 (60 па- зов)	320	500	200 (30 па- зов)	200 (60 пазов)	320	500	800	1200	
Собственная частота, Гц	75	80	74	56—60	78—82	92—93	94	88—90	97—98	95—97	88—92	
Вибрации головок, 2A, мкм ($I_{k.z} = I_n$)	радиаль- ные танген- циальные	—	30—90	32—53	28—76	50—120	33—51	40—70	22—28	70—120	30—70	60—75
Вибрации головок, 2A, мкм ($P \approx P_n$)		—	17—64	20—40	24—26	32—74	24—46	15—25	8—10	54—70	17—30	30—50
Вибрации головок, 2A, мкм ($P \approx P_n$)	радиаль- ные танген- циальные	15—20*	32—110	—	35—57	80—135	37—55	—	20—34	94—117	34—72	10—25**
Вибрации головок, 2A, мкм ($P \approx P_n$)		—	78—92	—	—	45—78	42—50	—	8—12	66—90	24—35	10—14**

* Относительные перемещения на выходе из паза;

** При нагрузке одной трехфазной системы примерно 600 МВт.

Таблица 2

Тип генератора	Отношение: 2A (середина лобовой дуги)	
	гибкое крепление	жесткое крепление
TBB-200-2	1,5—2,5	0,8
TBB-200-2A	1,2—1,8	0,5
TBB-320-2	1,5—2,0	0,3
TBB-500-2	2,5—3,0	0,6

вибраций в этом месте по отношению к головкам у разных машин различно и зависит от многих причин: жесткости самих стержней, типа изоляции, качества вязки и установки бандажей и т. д. Но в процессе эксплуатации на всех машинах наблюдалось ослабление вязки бандажей и распорок и частичное истирание изоляции. Повышенные вибрации в среднем сечении лобовых частей при определенных условиях могут представлять опасность и для самих элементарных проводников обмотки в районе заделки их у головок. Жесткие конструкции крепления с применением формующихся прокладочных материалов решили эту проблему. Вибрации вдоль лобовой дуги монотонно возрастают от места выхода из паза, достигая своего максимального значения на головках. В табл. 2 приводятся численные значения отношения радиальных колебаний зоны лобовой дуги по отношению к головкам при различных вариантах крепления.

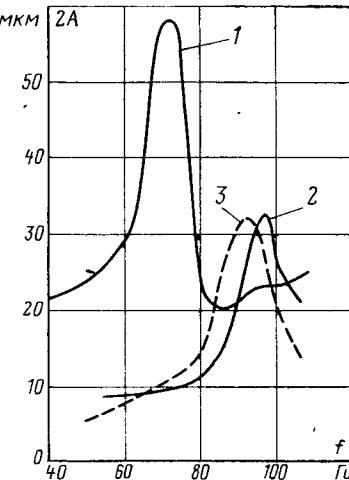
Исключительно важной положительной особенностью генераторов с жесткой системой крепления обмотки является высокая стабильность механических характеристик в процессе длительной эксплуатации машин. Систематические измерения этих характеристик в течение ряда лет проводились на двух турбогенераторах мощностью 200 МВт, четырех генераторах 500 МВт и трех генераторах 800 МВт. Было установлено, что в первый период эксплуатации (до 6000—10 000 ч) в системе креплений лобовых частей обмотки происходит процесс стабилизации, после чего вибрации в течение длительного времени сохраняются на одном уровне. Для примера на рис. 2 приводится зависимость вибрации лобовых частей по результатам пятилетнего периодического контроля статорной обмотки турбогенератора TBB-800-2.

Анализ данных табл. 1 позволяет также выявить некоторые другие закономерности, присущие обмоткам статора генераторов TBB.

Так, из табл. 1 и рис. 3 следует, что вибрации лобовых частей обмотки статора в режимах установившегося трехфазного короткого замыкания и нагрузки при одинаковых значениях тока статора сопоставимы, т. е. измерения вибраций в режиме установившегося короткого замыкания позволяют достаточно достоверно судить о вибрационном состоянии обмотки статора. Последнее обстоятельство особенно актуаль-

Рис. 1. Частотные характеристики лобовых частей обмотки статора турбогенератора мощностью 500 МВт.

1 — гибкая система креплений; 2 — жесткая система креплений; 3 — жесткая система креплений в нагретом состоянии.



но для периода освоения мощных энергоблоков, работающих в начале, как правило, с пониженными нагрузками.

Характерно также, что наибольшие вибрации обмотки отмечаются в радиальном направлении. Тангенциальные вибрации, как правило, в 1,5—2 раза ниже.

Для турбогенераторов с жесткой системой креплений обмотки вибрации элементов этой системы практически соизмеримы с вибрацией лобовых дуг. Можно утверждать, что вибрации элементов системы креплений лобовых частей обмотки статора генератора с жесткой системой дают достаточно определенное представление о вибрационном состоянии корзины в целом.

Для нормальных режимов работы турбогенератора характерно наличие радиально-изгибных колебаний конструктивных элементов статора, и, в первую очередь, сердечника и корпушки.

В процессе освоения и начальной эксплуатации генераторов 165—500 МВт благодаря систематическим исследованиям был получен обширный материал, позволивший к моменту создания сверхмощных машин разработать и проверить на практике ряд конструктивных усовершенствований по снижению уровня вибраций статоров.

В результате изменения направления вырубки активной стали (поперек проката) вибрации сердечников статоров турбогенераторов мощностью 800 и 1200 МВт в номинальном режиме холостого хода составили 38—39 мкм, т. е. даже ниже, чем у машин 200 и 320 МВт, а на турбогенераторе 500 МВт вибрации сердечника снизились с 60 до 40—42 мкм. Увеличением податливости упругих элементов подвески и внедрением новой технологии сборки статора с предварительным поджатием упругих ребер достигнут значительный эффект снижения вибраций корпусов. В табл. 3 приводятся

Таблица 3

Измеряемый параметр	Тип турбогенератора							
	До изменения конструкции подвески			После изменения конструкции подвески				
Размах колебаний корпуса (в максимальной зоне), мкм	TBB-200-2 37-62	TBB-320-2 24-37	TBB-500-2 20-35	TBB-200-2 14	TBB-320-2 15	TBB-500-2 12	TBB-800-2 8	TBB-1200-2 12

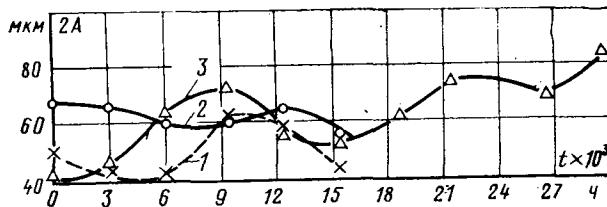


Рис. 2. Зависимость вибрации лобовых частей обмотки статора генератора мощностью 800 МВт от времени работы.
1 — головка; 2 — эвольвент; 3 — кольцо.

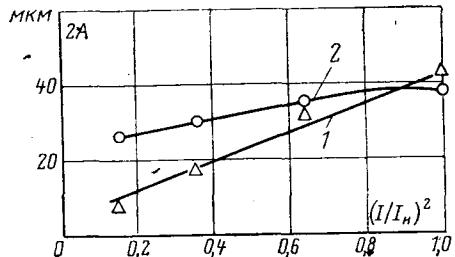


Рис. 3. Электродинамические характеристики лобовых частей обмотки статора генератора мощностью 500 МВт.
1 — в режиме установившегося короткого замыкания; 2 — в режиме нагрузки.

Рис. 4. Частотные характеристики сердечника и корпуса статора генератора мощностью 800 МВт.
1 — сердечник; 2 — корпус.

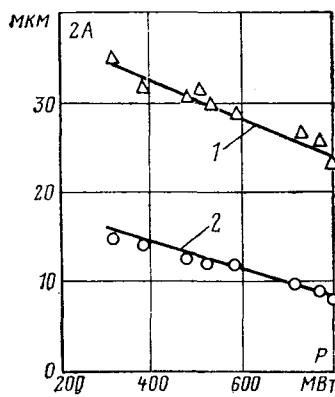
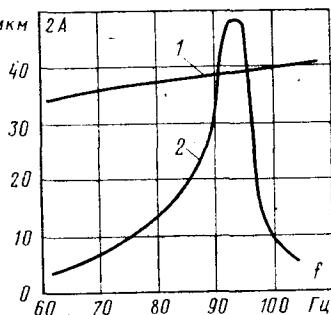
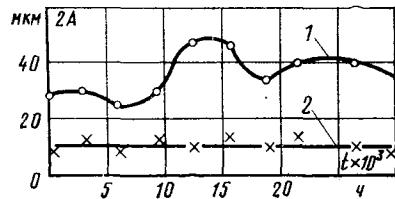


Рис. 5. Зависимость вибрации сердечника и корпуса статора генератора мощностью 800 МВт от нагрузки.
1 — сердечник; 2 — корпус.

Рис. 6. Зависимость вибраций сердечника и корпуса статора генератора мощностью 800 МВт от времени работы.

1 — сердечник; 2 — корпус.



значения вибраций корпусов в максимальной зоне в режиме холостого хода с номинальным напряжением генераторов до и после усовершенствования упругой подвески статора.

Таким образом, коэффициент демпфирования магнитных вибраций сердечника усовершенствованной упругой подвески составляет на выпускаемых в настоящее время машинах 3-5. Об этом же свидетельствуют частотные характеристики статора одного из генераторов мощностью 800 МВт, приведенные на рис. 4.

При активной нагрузке уровень вибраций элементов статора генераторов серии ТВВ заметно снижается (рис. 5). Так, для генератора мощностью 800 МВт вибрации сердечника и корпуса при номинальной нагрузке примерно в 1,5 раза ниже, чем на холостом ходу с возбуждением. Это явление характерно и для других генераторов ТВВ. Причины такого явления окончательно не установлены. По-видимому, основное влияние на снижение вибраций статора при наборе нагрузки оказывают электромагнитный момент и температура сердечника статора.

В процессе длительной эксплуатации генераторов серии ТВВ общий уровень вибраций элементов статора изменяется незначительно. Например, опыт почти пятилетнего периодического контроля вибраций сердечника и корпуса статора двух турбогенераторов мощностью 500 и 800 МВт показал, что после 20 000-30 000 ч работы генераторов вибрации сердечника и корпуса практически не изменились (рис. 6).

В заключение следует указать, что для генераторов ТВВ характерен также невысокий уровень переменных механических напряжений в узлах крепления и упругой подвески сердечника. Как правило, для генераторов разной мощности он не превышает 100 кг/см² (100·10⁵ Па).

Результаты исследований при внезапном коротком замыкании. В переходных режимах, в том числе при внезапных коротких замыканиях, на конструктивные элементы статора (сердечник, корпус, обмотку) действует значительный электромагнитный момент. Он обуславливает появление тангенциальных (крутильных) колебаний статора и, как следствие, приводит к дополнительным механическим нагрузкам в его конструктивных элементах. Кроме того, при внезапном коротком замыкании значительные электродинамические силы возникают в обмотке статора.

Испытания механической прочности турбогенераторов при внезапном коротком замыкании проводятся в соответствии с ГОСТ 533-76 и ГОСТ 183-74 при напряжении на выводах до 0,7 номинального.

В табл. 4 приводятся некоторые данные испытаний турбогенераторов ТВВ при внезапном коротком замыкании.

Следует сразу же указать, что перемещения статора при внезапном коротком замыкании на порядок и более превосходят вибрации при нормальных эксплуатационных режимах. Из таблицы видно, что они достигают значений нескольких миллиметров. При этом, как и следовало ожидать, наибольшие перемещения наблюдаются в тангенциальном направлении. Как показывают опыты короткого замыкания при различных уровнях начального напряжения статора, эти перемещения пропорциональны значениям электромагнитного момента и электродинамических сил. Отметим также, что перемещения

Таблица 4

Измеряемый параметр	Мощность турбогенератора, МВт					
	165	200	320	500	800	
Собственная частота крутильных колебаний сердечника, Гц	30	25—27	25	25	18—20	
Перемещения головки, мкм	радиальные тангенциальные	210*	894 —	503 1540	450 3000	350 960
Перемещения сердечника, мкм	радиальные тангенциальные	90 400	70 1040	— 445	— 1200	— 860

* Перемещения на выходе из паза; напряжение на выводах $(0,6—0,7) U_n$.

лобовых частей обмотки статора при внезапном коротком замыкании могут в 2—3 раза превосходить перемещения сердечника.

Здесь уместно отметить, что опыт внезапного короткого замыкания позволяет выяснить некоторые индивидуальные особенности той или иной конструкции крепления лобовых частей. Наиболее эффективной оказалась конструкция, внедренная на турбогенераторах 800 МВт, обеспечившая минимальный уровень колебаний при наибольших значениях ударного тока внезапного короткого замыкания (табл. 4). В этом случае колебания головок соизмеримы с перемещением самого сердечника. Подобные результаты получены и при исследованиях турбогенератора мощностью 1200 МВт, на котором в период стендовых испытаний был проведен опыт внезапного короткого замыкания при напряжении статора $0,4U_n$. Тангенциальные перемещения головок и сердечника одного порядка (примерно 500 мкм).

Анализ вибро- и тензограмм элементов статора при внезапном коротком замыкании показал, что в переходной период кривые перемещений и деформаций содержат составляющие о частотой 50 Гц. В ряде случаев (на стальных конструкциях статора) появляются составляющие с частотой свободных крутильных колебаний сердечника на упругой подвеске. Для генераторов серии ТВВ эти частоты лежат в пределах 16—30 Гц (табл. 4).

Усилия от электромагнитного момента, действующего на статор при коротком замыкании, воспринимаются узлами крепления и упругой подвеской сердечника.

Как показали эксперименты по измерению механических напряжений, запас динамической прочности в этих узлах для генераторов ТВВ различной мощности лежит в пределах 1,2—1,4.

Для оценки степени воздействия режимов внезапного короткого замыкания на конструктивные узлы статора после

проведения опытов короткого замыкания проводились повторные измерения вибраций в нормальных режимах. При сопоставлении данных этих измерений с результатами испытаний до проведения опытов короткого замыкания не отмечалось существенных изменений в вибрационном состоянии сердечника и обмотки статора.

Выводы. 1. Конструктивные узлы статора турбогенераторов серии ТВВ обладают достаточной виброустойчивостью при нормальных режимах работы. Вибрации обмотки статора генераторов мощностью 165—1200 МВт лежат в пределах 50—120 мкм, сердечника — не более 50 мкм.

2. Принятые в генераторах ТВВ конструктивные решения обеспечивают стабильный уровень вибраций статора в процессе длительной эксплуатации.

3. Конструктивные узлы статора генераторов ТВВ обладают достаточными запасами динамической прочности при внезапных коротких замыканиях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вибрации статоров турбогенераторов с гибкими корпусами/ Фридман В. М., Загородная Г. А., Кожевников В. Ф., Курилович Л. В.— Электротехника, 1963, № 10.
2. Цветков В. А., Элькинд Ю. М. Определение параметров расчетной схемы крутильных колебаний статоров синхронных генераторов.— Электротехника, 1966, № 7.
3. Надточий В. М., Рябов Е. В., Элькинд Ю. М. Некоторые результаты исследований статоров двух турбогенераторов серии ТВВ.— Труды ВНИИЭ, 1969, вып. 35.
4. Курилович Л. В., Перчанок Б. Х., Руденко В. И. Вибрационные характеристики статоров турбогенераторов серии ТВВ.— Электротехника, 1970, № 1.
5. Хуторецкий Г. М., Фридман В. М., Курилович Л. В. Вибрации статорных обмоток турбогенераторов большой мощности.— Электричество, 1974, № 2.
6. Ронжин А. А., Рябов Е. В. Экспериментальные исследования механических усилий в статорах турбогенераторов ТВВ-165-2 и ТГВ-200 при самосинхронизации.— Труды ВНИИЭ, 1975, вып. 47.
7. Результаты тензо- и виброметрических испытаний конструктивных элементов статора турбогенератора ТВВ-200-2/ Геллер Р. Л., Надточий В. М., Ронжин А. А. и др.— Труды ВНИИЭ, 1975, вып. 47.
8. Экспериментальное изучение виброустойчивости турбогенераторов 500 и 800 МВт в эксплуатации/ Башкин А. Г., Курилович Л. В., Хуторецкий Г. М. и др.— Электрические станции, 1975, № 7.
9. Исследования вибраций обмоток статора серийного турбогенератора ТВВ-800-2/ Курилович Л. В., Пикульский В. А., Рябов Е. В., Хуторецкий Г. М.— Электрические станции, 1976, № 12.
10. Курилович Л. В., Фридман В. М., Хуторецкий Г. М. Принципы конструирования креплений лобовых частей статорных обмоток крупных турбогенераторов.— Сб. Электросила, 1976, № 31.

[23.03.78]

УДК [621.316.126:621.314.622.015.38].001.24

О коммутационных перенапряжениях и потерях в выпрямителе многофазного бесщеточного возбудителя

ВЕСЕЛОВА О. В., КОВАЛЬКОВ Г. А. (Москва), КИЛЬДИШЕВ В. С. (Харьков)

Многофазные бесщеточные возбудители для мощных турбогенераторов имеют определенные преимущества и перспективы применения [Л. 1], поэтому методы расчета коммутационных перенапряжений в них и выбор средств защиты заслуживает внимания. Эти вопросы только начинают изучаться. Причиной послужили оптимистические результаты эксперимента на первом отечественном многофазном возбудителе для турбогенератора 30 МВт·А, показавшие низкий уровень коммутационных перенапряжений даже при отсутствии защитных RC -цепочек. Однако эксперимент на турбогенераторе 300 МВт

без защитных RC -цепочек выявил опасность этих перенапряжений для многофазных возбудителей [Л. 2]. Дальнейшие исследования показали, что при равнозначных условиях коммутационные перенапряжения в многофазных машинах ниже, чем в трехфазных, но это не исключает необходимости защиты от них. Работа [Л. 2] является по существу первой попыткой экспериментального и теоретического изучения данного вопроса, а предлагаемая статья — его дальнейшим этапом.

В полупроводниковых вентилях процесс восстановления вентильной прочности происходит с запаздыванием по отно-

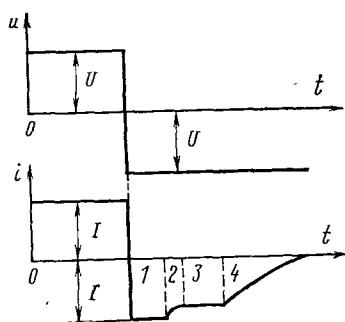


Рис. 1. Процесс запирания тиристора в резистивной цепи с прямоугольными импульсами напряжения.

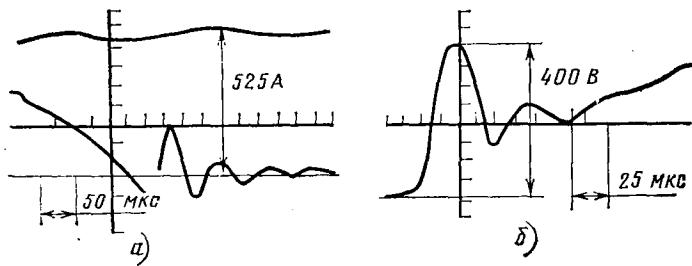


Рис. 2. Процесс запирания диода в выпрямителе бесщеточного возбудителя при режиме, соответствующем 3120 А, 412 В, 3000 об/мин.

а — ток через диод и демпфирующую цепь; б — напряжение на диоде и демпфирующем контуре.

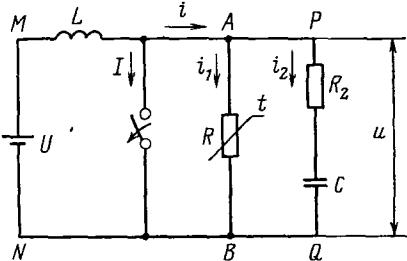


Рис. 3. Эквивалентная расчетная схема запирающегося вентиля.

шению к моменту прохождения тока через нуль. Так для тиристоров процесс запирания [Л. 3] разбивается на четыре фазы (рис. 1), из которых первая протекает с ограничением тока только внешним импедансом, во второй и третьей в процессе ограничения тока частично участвует вентиль, а в четвертой происходит полное восстановление его запирающей способности — ток спадает практически до нуля, точнее, до относительно малого обратного тока. Для диода в основном имеет место первая и четвертая фазы. В схемах бесщеточного возбуждения благодаря индуктивностям источника питания за время существования первых трех фаз может накопиться значительная энергия в контуре коммутации, которая в процессе реализации четвертой фазы переходит в основном в электростатическую из-за емкостного характера сопротивления вентиля, при этом всплески коммутационных перенапряжений могут пробить вентиль. Для их уменьшения применяют RC -цепочки, включенные параллельно вентилю.

При расчете RC -цепочек и коммутационных перенапряжений в ряде работ принято пренебречь конечной длительностью четвертой фазы, а также наличием второй и третьей, длительности которых условно добавляются к первой [Л. 2, 4 и 5]. Такая практика особенно распространена при исследовании диодных выпрямителей. Она приводит, с одной стороны, к завышенным значениям параметров и габаритов резистора и конденсатора, что в условиях вращающегося выпрямителя нежелательно, а с другой стороны, при этом не учитываются потери энергии, рассеиваемые в самом вентиля, что может привести к неправильному выбору системы его охлаждения. В [Л. 6] описано определение потерь в вентиляе при наличии демпфирующего контура, но для использования его применительно к многофазному бесщеточному возбудителю в настоящее время нет достаточных исходных данных.

Приближенный учет конечного времени запирания вентиля рассмотрен в [Л. 8], где кривая спадания обратного тока заменяется прямой линией. Получены приближенные соотношения для расчета коммутационных перенапряжений и потерь на запирание, в частности, показано, что с последними в ряде случаев необходимо считаться. Для использования [Л. 8] в практических расчетах необходимо знать значение накопленного заряда в вентиляе, которое из экспериментов на возбудителе непосредственно не может быть получено. Кроме того, линейная аппроксимация является сравнительно грубым приближением (рис. 2, а).

Более точные результаты мог бы дать метод, основанный на замене запирающего вентиля источником экспоненциально затухающего тока [Л. 9—11]. Метод удобен для теоретических исследований, и с его помощью рассчитывают кривые нарастания обратного напряжения с учетом RC -контура [Л. 10]. Однако действительный процесс в цепи с R , L , C более сложен (рис. 2, а), и определить основные параметры его, в частности постоянную времени затухающего тока, по экспериментам на возбудителе практически невозможно. Это побудило рассмотреть процесс запирания вентиляе без использования перечисленных работ, а на основе замены его абстрактной математической моделью, параметры которой на данном этапе не имеют прямого физического смысла, но обеспечивают наилучшую сходимость с конкретным экспериментом.

Для многофазного бесщеточного возбудителя в настоящее время незвестны действительные значения индуктивности коммутирующего контура L , напряжения контура коммутации U , накопленных зарядов и соответствующей им амплитуды обратного тока I , с которой начинается четвертая фаза восстановления вентильной прочности. Достаточно достоверными можно считать только параметры R и C демпфирующего контура. Получение информации с вращающихся частей мощных промышленных установок сопряжено с рядом трудностей организационного и технического характера. Однако для 16-фазного возбудителя турбогенератора 300 МВт, 3000 об/мин были получены осциллограммы тока и напряжения на вентиляе (рис. 2) с известными масштабами по обеим осям. Специальными измерениями установлено, что амплитуды коммутационных перенапряжений искажены из-за несовершенства измерительного тракта.

В данной статье была поставлена задача на основе максимального использования экспериментальной информации, которая может считаться достоверной, построить расчетную методику, дающую удовлетворительное совпадение с экспериментом и позволяющую определить уточненные значения коммутационных перенапряжений и потерь в вентиляе и демпфирующем контуре. В основу решения положена упрощенная эквивалентная схема рис. 3. Ее особенность в том, что сопротивление $R(t)$, имитирующее восстанавливющееся сопротивление вентиляе, переменно во времени. В действительности R является функцией тока через вентиль и напряжения на нем, но эта функция нам неизвестна. Однако ток и напряжение являются функциями времени, следовательно, можно рассматривать сопротивление так же как функцию времени, которая пока неизвестна. Задача сводится к нахождению решения дифференциального уравнения переходного процесса в схеме рис. 3 при приблизительно известных параметрах и временной функции $R(t)$, которыми задаемся с последующим сопоставлением результатов расчета с экспериментом и корректировкой параметров и $R(t)$ с целью лучшего совпадения.

Хотя введение $R(t)$ вместо $R(i, u)$ упрощает решение, в общем виде оно может быть получено только для некоторых определенных функций, что делает нецелесообразным его поиск, поэтому в статье решение проводится численным интегрированием по методу Рунге — Кutta с помощью ЦВМ.

Приняты следующие допущения:

индуктивность контура коммутации первоначально равна двойной расчетной индуктивности рассеяния фазы якоря возбудителя, что вытекает из упрощенной теории стационарных электромагнитных процессов [Л. 7];

напряжение коммутации U равно половине выпрямленного напряжения, что приблизительно соответствует [Л. 7], а также осциллограмм обратного напряжения для возбудителя турбогенератора 300 МВт;

амплитуда обратного тока, с которой начинается процесс запирания, задается в пределах от 10 А до значения, наблюдаемого в эксперименте $I = 109$ А;

считываются достоверными: период переходного процесса $T_k = 50—52,5$ мкс, логарифмический декремент затухания напряжения $\delta = 1,8 \div 1,98$ и максимальный ток через вентиль и

демпфирующую цепочку $I=109$ А, а также время существования отрицательной составляющей этого тока $T_1=52-58$ мкс, полученные из осциллограмм рис. 2;

функция $R(t)$ имеет экспоненциальный характер.

Последнее допущение требует пояснения. В [Л. 3] на основе теории физических процессов в вентиле показано, что для резистивной цепи при постоянстве обратного напряжения обратный ток через вентиль в четвертой фазе

$$i \approx I \times \exp(-t/T), \quad (1)$$

откуда

$$R = U/i \approx R_0 \times \exp(t/T). \quad (2)$$

В рассматриваемом случае цепь содержит L и C , а напряжение переменно, поэтому принятие данной зависимости можно рассматривать как первое приближение, имеющее некоторое физическое обоснование.

Исследуемый бесщеточный возбудитель имеет следующие данные:

номинальная мощность	1280 кВт
номинальное напряжение	420 В
номинальный ток	3050 А
напряжение форсировки	840 В
ток форсировки	6100 А
частота вращения	3000 об/мин
частота основной волны э. д. с.	250 Гц
число фаз	16
число вентиляй	32
схема обмотки якоря и выпрямления	звезда с многофазным мостом
индуктивность рассеяния фазы	$42,6 \cdot 10^{-6}$ Г
емкость демпфирующей цепочки	$0,5 \cdot 10^{-6}$ Ф
сопротивление демпфирующей цепочки	2,27 Ом
тип вентиля (параметры)	ВКС-500, 500 А, 2000 В

Исследуемый режим (см. подпись к рис. 2) близок к номинальному режиму возбудителя.

Восстановление вентильной прочности (рис. 2) протекает следующим образом. После прохождения тока через нуль в процессе коммутации он продолжает изменяться, как если бы вентиль был открыт в обратном направлении, возрастаая по абсолютной величине в отрицательном направлении. Поскольку указанное изменение протекает как прямое продолжение кривой изменения прямого тока, остается предположить, что до момента резкого обрыва кривой процесс в вентиле практически не влияет на ее ход и определяется внешними факторами. Среди них ток и напряжение демпфирующей цепочки также, по-видимому, второстепенны, так как напряжение на вентилях и соответственно конденсаторе имеют порядок 1 В.

По условиям эксперимента замер проводился в цепи до разветвления, т. е. измерялся суммарный ток вентиля и демпфирующего контура i . Однако до момента обрыва кривой тока можно считать, что практически это ток через вентиль. От момента прохождения прямого тока через нуль до момента обрыва кривой тока процесс в вентиле протекает в соответствии с первыми тремя фазами согласно рис. 1, причем вторая и третья — для диода — вырожденные.

После обрыва кривой тока исследуемый процесс некоторое время не наблюдаем, что, по-видимому, определяется волновыми процессами в измерительном тракте, несогласованном для высокочастотных явлений. Затем наблюдаются затухающие колебания с частотой, приблизительно равной частоте кривой восстанавливающегося напряжения. Последние, по-видимому, в основном относятся к току в демпфирующей цепочке, но с учетом отсоса в цепь вентиля, так как декремент затухания этих колебаний значительно выше, чем можно получить для цепи $L-R_2-C$ данных параметров. Есть основание предположить, что четвертая фаза восстановления вентильной прочности длится во все время наблюдаемых колебаний, т. е. в течение примерно 200 мкс. Первое после обрыва прохождение тока через нуль размыто на изображении процесса, что заставляет считать значение T_1 наименее достоверным из приведенных в четвертом допущении.

Обращает внимание значительная величина отключающего обратного тока, которая, однако, не приводит к появлению чрезмерных перенапряжений. Очевидно, в схеме существует достаточно эффективный механизм их гашения.

Исходные дифференциальные уравнения переходного процесса в схеме рис. 3 имеют вид (по законам Кирхгофа для

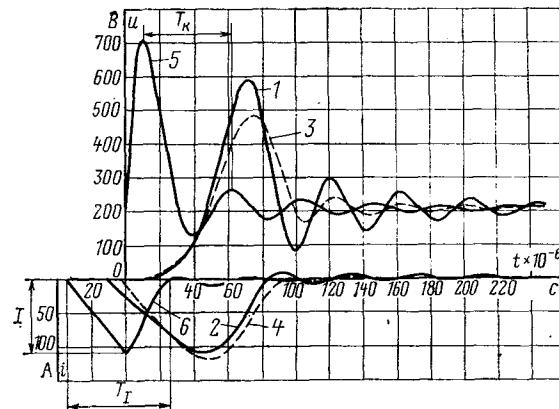


Рис. 4. Расчетные процессы запирания вентиляй при различных исходных данных.

1 — напряжение u и 2 — ток i для первого столбца таблицы; 3 — и 4 — i для второго столбца таблицы; 5 — u и 6 — i для третьего столбца таблицы.

контуров МАВНМ и МРQNM и полного тока для узла А):

$$\left. \begin{aligned} Li' + Ri_1 &= U; \\ Li' + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 dt + R_2 i_2 &= U; \\ i &= i_1 + i_2 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Решение системы (3) относительно первых производных общего тока и тока через вентиль будет:

$$i' = -i_1 R/L + U/L; \quad (4)$$

$$i_1' = i/C/(R+R_2) - i(RR_2/L + 1/C + R')/(R+R_2) + UR_2/L/(R+R_2). \quad (5)$$

Для переменного сопротивления R согласно последнему допущению принято:

$$R = R_0 \times \exp(t/T) + R_\partial \text{ при } t < t_p; \quad (6)$$

$$R = R_m \text{ при } t \geq t_p, \quad (7)$$

где

$$t_p = T \times \ln((R_m - R_\partial)/R_0).$$

Таким образом, R растет по экспоненте до максимального значения R_m , после чего остается ему равным. Для $R_m = 200$ кОм использовано минимальное паспортное значение обратного сопротивления вентиля типа ВКС-500 класса 20. Значением T задается в пределах 6—25 мкс (подобрано предварительным расчетом).

В первом варианте исследования предполагалось:

$$R_0 = 1,13/I + 0,3 \cdot 10^{-3}; \quad (8)$$

$$R_\partial = -R_0. \quad (9)$$

Предположение (8) принято из соображений, чтобы при $t=0$ падение напряжения на вентиле соответствовало исходной амплитуде обратного тока I (начало четвертой фазы) по приближенной вольт-амперной характеристике вентиля типа ВКС-500 в проводящем направлении; (9) принято для упрощения. Такое задание обеспечивало введение всего одного неопределенного параметра T — постоянной времени экспоненты, если считать I определенным. Исследование проводилось на ЦВМ Минск-32 с помощью составленной для этих целей АЛГАМС-программы. Исходными данными были U , R_2 , C , L , I , T .

Практика расчета по этому варианту показала, что для $I=109$ А расчетные значения тока i намного превосходят это значение, а значения T , обеспечивающие сходимость с экспериментом по декременту затухания, сильно разнятся с таковыми, обеспечивающими сходимость по периоду колебаний. В связи с этим в программе был организован цикл по I и установлено, что наилучшую сходимость двух последних величин дают $I=20$ А, $T=13$ мкс. Результаты расчета приведены в первом столбце таблицы и на рис. 4 (кривые 1 и 2). Значения δ и T_1 для данного варианта все же существенно отличаются от экспериментальных. Принятие для L двойного расчетного значения от индуктивности рассеяния фазы является постулатом, который вызывает некоторые сомнения, так как базируется на предположении одновременной коммутации противоположных фаз [Л. 7].

Величина	Значения величин			
	Расчет	Эксперимент		
U , В	206	206	206	~206
R_2 , Ом	2,27	2,27	2,27	~2,27
$C \cdot 10^{-6}$, Ф	0,5	0,5	0,5	~0,5
$L \cdot 10^{-6}$, Г	85,2	71,0	85,2	—
I , А	20	10	109	—
R_0 , Ом	см. (8)	см. (8)	6,0	—
R_d , Ом	$-R_0$	$-R_0$	2,0	—
$T \cdot 10^{-6}$, с	13	17	22	—
$T_k \cdot 10^{-6}$, с	48	50,5	50,5	$50 \div 52,5$
δ	1,13	1,74	1,83	$1,8 \div 1,98$
i_{\max} , А	107	115,2	109	~109
$T_1 \cdot 10^{-6}$, с	89,5	98,2	61,8	$52 \div 58$
u_{\max} , В	592	487,5	717	~400
P_1 , Вт	290,3	333,0	173,6	—
P_2 , Вт	3,63	1,37	11,9	—

В действительности фазы могут коммутировать независимо, и тогда L будет принимать промежуточные значения между индуктивностью рассеяния фазы и двойным ее значением за счет неучтенных индуктивностей токоподводов к вентилю и влияния противоположной фазы. Исходя из этого был организован цикл по L и найдено решение, соответствующее наилучшей сходимости с экспериментом (см. второй столбец таблицы и кривые 3, 4 на рис. 4).

Анализ решений на основе (8) и (9) показывает, что в этом случае четвертую фазу необходимо считать начинаящейся намного раньше прохождения через максимум суммарного тока. Кроме того, переход в четвертую фазу происходит плавно, что, по-видимому, не соответствует действительности, так как на осциллограмме не наблюдается плавного перехода тока.

Потери в таблице вычислялись по формулам:

$$P_1 = f \times \int_0^{T_{\text{инт}}} u i_1 dt. \quad (10)$$

$$P_2 = f \times \int_0^{T_{\text{инт}}} i^2 R_2 dt, \quad (11)$$

где f — частота основной волны э. д. с. возбудителя, Гц; $T_{\text{инт}}$ — интервал интегрирования, с; при расчетах $T_{\text{инт}} = 250 \cdot 10^{-6}$ с.

Расчет дает также завышенное значение потерь в вентиля P_1 , поскольку накопление энергии в L происходит через восстанавливющееся сопротивление R , поэтому в третьем варианте расчетов за исходное значение I принимается наблюдаемое в эксперименте, а значения R_0 и R_d в качестве исходных подбираются в ходе счета. Результаты представлены в третьей колонке таблицы и на рис. 4 кривыми 5 и 6. Они дают наилучшую сходимость с экспериментом по всем контрольным значениям и могут считаться наиболее достоверными.

Метод, рассмотренный в статье, дает уточненные значения потерь в вентиля и демпфирующем контуре с точностью, определяемой значением индуктивности L . Расчеты, описанные выше, были повторены для минимально возможного значения $L = 42,6 \cdot 10^{-6}$ Г, при этом получены потери в вентиля $P_1 = 109$ Вт и в RC -блоке $P_2 = 9,3$ Вт. Прямые потери в вентиля для рассмотренного режима $P_{\text{пр}} \approx 250$ Вт.

Таким образом, можно утверждать, что суммарные потери в вентиля и демпфирующем контуре составляют:

$$P_2 \approx 359 - 424 \approx (1,44 - 1,70) P_{\text{пр}};$$

$$P_{RC} \approx 9,3 - 11,9 \text{ Вт при } R_2 = 2,27 \text{ Ом.}$$

Поскольку в бесщеточных системах применяются специальные радиаторы, проектируемые для конкретных устройств заводом-изготовителем возбудителя, необходимо знать истинное значение потерь в расчетном режиме. До настоящего времени при проектировании радиатора учитывались только прямые потери. Из приведенных данных очевидно, что это не-

допустимо, так как потери на запирание значительны — составляют 44—70% прямых при частоте 250 Гц.

В практике эксплуатации мощных бесщеточных возбудителей отмечены случаи выхода из строя вентиля при отсутствии опасных перегрузок по току и напряжению. В [Л. 12] указывается на возможность электрического пробоя вентиля при напряжении, меньшем рабочего, в случае резкого приложения обратного напряжения после протекания прямого тока. Для расчетной кривой 5 на рис. 4 такие обстоятельства могут иметь место, но рис. 2, б не подтверждает этого, так как найденная абстрактная математическая модель вентиля еще недостаточно совершенна. Однако полученное с ее помощью значение потерь на запирание говорит о том, что одной из вероятных причин упомянутых повреждений вентиля может быть их перегрев неучтеными потерями.

Аппроксимация на основе (8) и (9) можно было бы отбросить как недостаточно корректные по отношению к эксперименту, но они дают возможность сделать некоторые качественные оценки.

В настоящее время ведутся работы по созданию тиристорных бесщеточных возбудителей. Из рис. 1 видно, что у тиристоров последней фазе запирания предшествует промежуточные. В пределах рассмотренной математической модели они качественно имитируются более медленным восстановлением вентильной прочности у вариантов на основе (8) и (9). Как видно из рис. 4, это приводит к снижению выбросов коммутационных перенапряжений, но значительно увеличивает потери на запирание. Таким образом, для тиристорных выпрямителей учет потерь на запирание еще более актуален.

Принимая найденные значения R_0 , R_d и T в качестве неизменных параметров вентиля, можно исследовать режимы, отличные от рассмотренного. В частности, таким способом был исследован форсировочный режим с одним отключенным вентилем при варьировании C и R_2 . Исследования показали, что уменьшение C приводит к росту потерь и перенапряжений в вентиля, а увеличение R_2 дает минимум потерь и перенапряжений в вентиля и максимум потерь в R_2 при определенном его значении. Более рациональным выбором C и R_2 можно снизить потери в вентиля примерно на 6,5%, а перенапряжения — на 14,1%, при этом потери в R_2 возрастают примерно в 2 раза. Для данного возбудителя согласно этим пересчетам оптимальные $C = 0,5 \cdot 10^{-6}$ Ф и $R_2 = 15$ Ом (30 Вт). Однако при условиях, отличных от эксперимента, значения R_0 , R_d и T могут изменяться, поэтому расчеты процессов в новых условиях являются менее достоверными.

Данное исследование выполнено на примере специального многофазного возбудителя с трапециевидной э. д. с. [Л. 1], но основным его содержанием являются процессы в вентиля и демпфирующем RC -контуре, которые качественно не зависят от схемы возбудителя. Поэтому основные выводы из данной работы могут быть распространены на все мощные возбудители независимо от их схемы.

Выводы. 1. При проектировании вращающихся выпрямителей мощных бесщеточных синхронных машин необходимо учитывать потери в вентилях на запирание, а при выборе параметров демпфирующих цепочек целесообразно выполнять уточненный расчет процесса коммутации с учетом переменного сопротивления вентиляй.

2. Учитывая неопределенность ряда параметров и их зависимость от режимных величин, целесообразно продолжить работы по теоретическому и экспериментальному исследованию коммутационных перенапряжений в многофазных бесщеточных возбудителях.

3. Для накопления опыта и возможности целенаправленной корректировки параметров демпфирующих цепей выпускаемых машин необходимо в программы испытаний включить снятие катодных осциллограмм обратных токов и напряжений на вентилях с большой разверткой во времени и известными масштабами по обеим осям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Многофазный бесщеточный возбудитель мощного турбогенератора / Жимерин Д. Г., Никитин П. З., Кильдишев В. С., Ковалев Г. А. — «Электричество», 1977, № 8.

2. О коммутационных перенапряжениях в бесщеточных возбудителях и требованиях к роторным диодам и тиристорам / Бекшин В. Д., Кильдишев В. С., Савельев Ю. А. и др. — В кн.: Режимы и устойчивость электромашинно-вентильных систем. М.: ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, 1973, вып. I.

3. Управляемые полупроводниковые вентиля / Джентри Ф., Гутцвиллер Ф., Голонъяк Н., фон Застрев Э. М.: Мир, 1967.

4. Stumpe A. C. Das Schaltverhalten der steuerbaren Siliziumzelle. — ETZ-A, 1962, Bd 83, N 9.
5. Ситник Н. Х., Русских А. А. Процесс выключения тиристоров. — Электричество, 1967, № 11.
6. Mc Murray W. Optimum Snubbers for Power Semiconductors. — IEE Trans. of Industry Applications, 1972, VIA-8, № 5, Sept./Oct.
7. Мисюлин А. В. Режимы работы многофазного мостового выпрямителя с тренециевидной кривой э. д. с. в фазе. — В кн.: Режимы и устойчивость электромашинновентильных систем. М.: ЭНИН им. Г. М. Кржижановского, 1973, вып. I.
8. Scheibe A. Die Speicherladung und ihr Einfluss auf Sperrverzogerung schneller Gleichrichter. — Electronikpraxis, 1971, 6, № 10.
9. Носов Ю. Р. Физические основы работы полупроводникового диода в импульсном режиме. М.: Наука, 1968.
10. De Bruyne P., Lawatsch H. Sperrspannungsverlauf eines R-C beschalteten Halbleiters beim Ausschaltergang. — BBC-Mitt., 1975, № 5.
11. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ковалева Ф. И., Мостковой Г. П. М.: Энергия, 1978.
12. Chaundhuri P. Transient Voltage Characteristics. — IEEE Industry Applications, 1973, Sept./Oct.

[07.09.78]



УДК 621.313.048.012.001.24

Аппроксимация характеристик изоляции электрических машин

КАГАНОВ З. Г., доктор техн. наук

Уфа

Теория. Прочность изоляции электрических машин обычно определяется экспериментальным путем пробоя серии одинаковых образцов. По этим данным строятся ИКВП*, которые дают возможность эмпирически определить U_{\min} , U_{50} , U_{\max} . Ниже показано, что для корпусной изоляции ЭМ 6–15 кВ можно строить аналитические ИКВП, удовлетворительно аппроксимирующие опытные зависимости. Эти расчеты основаны на использовании константы A° [Л. 1 и 2]; равной изменению внутренней энергии единицы объема диэлектрика при его переходе из стандартного состояния в газовую плазму. При этом речь идет лишь об электрическом пробое новой изоляции, находящейся в исходном состоянии, т. е. при заводских испытаниях.

Выполнение расчетов связано с последовательным определением: параметров основного изоляционного барьера корпусной изоляции; электрической прочности единичных образцов изоляционной конструкции; электрической прочности изоляции всей ЭМ в целом.

На втором и третьем этапах расчета аналитически строятся ИКВП, которые должны соответствовать экспериментальным зависимостям.

Для оценки прочности корпусной изоляции электрической машины, как материала, предлагается параметр

$$A^{\circ} = k_c \frac{(A^{\circ})^{1,1}}{k_h}, \quad (1)$$

где

$$k_h = \frac{E_{\max}}{E_{\text{ср}}} = \kappa \sqrt{\frac{1,8d + \rho}{\rho}}, \quad (2)$$

$\kappa = 1,4$ при отсутствии полупроводящих покрытий секции $U_{\text{ном}} = 6$ кВ; $\kappa = 1$ при наличии таковых ($U_{\text{ном}} \geq 10$ кВ); $k_c = 1$ для микаелентной компаундированной изоляции на базе лент ЛМЧ или ЛФЧ с масляно-битумным связующим [Л. 3 и 4]; $k_c = 1,5$ для изоляции слюдотерм на основе стеклослюдинитовой ленты ЛТСС-3 с эпоксидным связующим [Л. 3 и 5]; $k_c = 3,1$ для изоляции монолит-2 на основе стеклослюдинитовой ленты ЛС25 или ЛС40 с термореактивным компаундом (эпоксидная смола с отвердителем ангидриданного типа) [Л. 3 и 6].

Для построения ИКВП единичных образцов новой микаелентной изоляции предлагается следующая модификация формулы [Л. 2]:

$$U = k_h U_{50} = k_b k_F k(d, t_p) A^{\circ}, \text{ кВ.} \quad (3)$$

Различия в механизмах пробоя при воздействии напряжений (50 Гц, импульсного и выпрямленного) могут быть учтены подбором соответствующих коэффициентов (см. ниже).

Из анализа опубликованных данных [Л. 4–9] следует, что для названных выше типов изоляции ЭМ 6–15 кВ справедлив усеченный нормальный закон распределения вероятно-

стей пробивных напряжений. Для этого случая предлагается выражение:

$$k_b = 1 + \frac{\Psi(P)}{\Psi(P_{\max}) - \Psi(P_{\min})} = 1 + \frac{\Psi(P)}{\Delta\Psi}. \quad (4)$$

Значения величин, входящих в (4), даны в табл. 1. Значения k_p таковы: 1 — для напряжения 50 Гц, U_{50} и U , подсчитанных в действующих значениях; 1,4–1,6 — для амплитудного значения импульсного напряжения, кВ; 2,34 — для выпрямленного напряжения.

По [Л. 2]

$$k(d, t_p) = 3,55 d^{0,365} t_p^{-0,11}. \quad (5)$$

Числовой коэффициент 3,55 имеет соответствующую размерность, обращающую (5) в безразмерную величину.

Для напряжений 50 Гц и выпрямленного значения t_p должно соответствовать выходу вольт-секундных характеристик изоляции на горизонтальный участок (см. табл. 2). Для импульсов

$$t_p = \frac{U_{50}^{\text{имп}}}{\alpha}, \quad (6)$$

где

$$\alpha = \frac{U_{\max}^{\text{имп}}}{t_{\Phi}}.$$

ИКВП строятся так: при P_{50} и $k_b = 1$ по формулам (1)–(3) и (5) определяется U_{50} , принимаемое за базисное; это базисное напряжение пересчитывается в пределах $P_{\min} \div P_{\max}$ по (3) и (4). При сопоставлении U_{50} для образцов разных размеров должна учитываться эмпирическая поправка

$$k_F = 1,3 e^{-0,26 m},$$

где

$$m = F_m / F_1 \quad (1 \leq m < 10). \quad (7)$$

Такие расчеты проводятся для всех форм испытательного напряжения — 50 Гц, импульсного, выпрямленного; ИКВП

Таблица 1

Напряжение	Значения			
	P_{\max}	P_{\min}	$\Psi\left(\frac{P_{\max}}{P_{\min}}\right)$	$\Delta\Psi$
Импульсное	0,99	0,01	+2,326	4,652
Выпрямленное	0,995	0,005	+2,576	5,152
50 Гц	0,999	0,001	+3,09	6,18
50 Гц	0,99999	0,00001	+4,30	8,60

* Обозначения и сокращения см. в конце статьи. Номера кривых рис. 1–4 соответствуют строкам табл. 2, на рис. 5 кривые 9, 10, 11 — слева направо.

Таблица 2

Тип изоляции и ее основа	$U_{\text{ном}}$, кВ	Испытательное напряжение	k_p	d , см	ρ , см	k_h	k_c	A_c^3	k_F	t_p' , мкс	$k(d, t_p)$	U_{50} , кВ	расчет	опыт	Источник
Микарентная, ЛМЧ-ББ	6,3	50 Гц	1	0,3	0,05	3,25	1	26,1	1	27,5	1,59	41,5	41,5	([Л. 7], рис. 1)	
То же	6,3	50 Гц	1	0,3	0,05	3,25	1	26,1	1,25	27,5	1,59	51,9	51,6	([Л. 4], рис. 4-1)	
"	6,3	имп.	1,4	0,3	0,05	3,25	1	26,1	1,24	5	1,90	86*	85*	([Л. 4], рис. 12-2)	
"	6,3	выпр.	2,34	0,3	0,05	3,25	1	26,1	1	27,5	1,59	97,1	97	([Л. 9], рис. 1)	
"	15,75	50 Гц	1	0,525	0,1	2,21	1	38,3	1,02	27,5	1,95	76,2	75,5	([Л. 4], рис. 4-3)	
Слюдогерм ЛТСС-3	6,0	50 Гц	1	0,3	0,05	3,25	1,5	32,9	1,23	27,5	1,59	64,3	63,5	([Л. 8], рис. 2-1)	
То же	5,0	имп.	1,6	0,3	0,05	3,25	1,5	32,9	1,23	0,4	2,52	163,2*	165*	([Л. 8], рис. 2-6)	
Монолит-2, ЛС25Р-ТТ	6,0	50 Гц	1	0,3	0,05	3,25	3,1	68	0,75	27,5	1,59	81	81	([Л. 6], рис. 1)	

Примечания. *— амплитудные значения; для третьей строки $\alpha=17$ кВ/мкс [Л. 4], для седьмой строки $\alpha=400$ кВ/мкс (волна 900 кВ, 1,5/40 мкс) [Л. 8]; разница в значениях k_p для этих строк вызвана расхождением в значениях t_p' более чем на порядок.

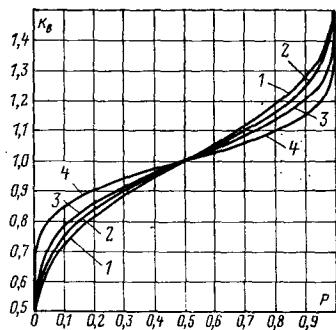


Рис. 1.

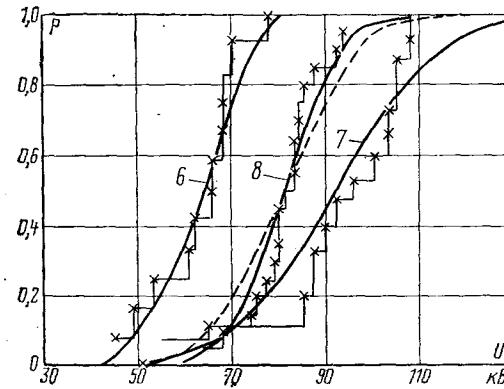


Рис. 4.

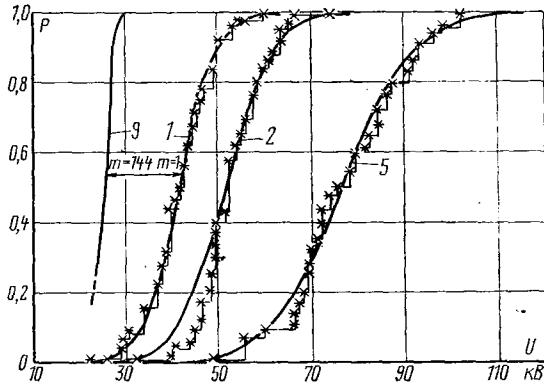


Рис. 2.

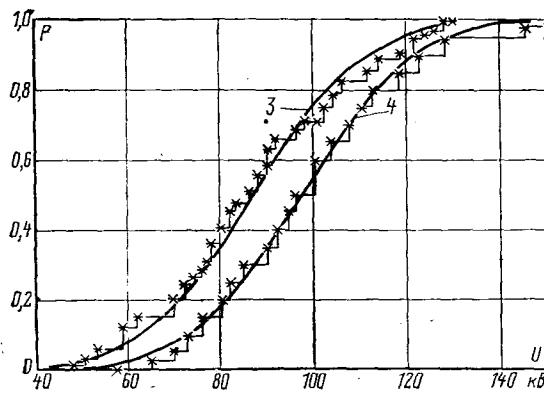


Рис. 3.

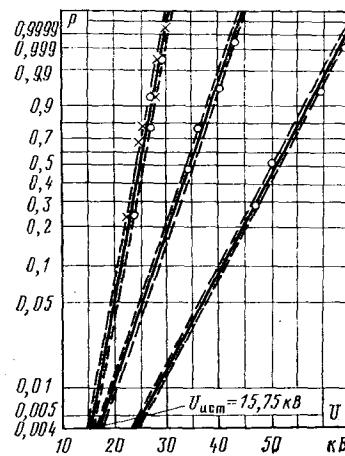


Рис. 5.

всей ЭМ в целом рассчитываются по известной формуле:

$$P_m(U) = 1 - [P_1(U)]^m. \quad (8)$$

Распределения, построенные по (8), уже не подчиняются нормальному закону; их целесообразно описывать методами статистики экстремальных значений [Л. 10]. В частности, удобно пользоваться экстремальной бумагой вида

$$M(P) = \ln \left[\ln \frac{1}{1 - P_m(U)} \right], \quad (9)$$

где $P_m(U)$ вычисляется по (8); $M(P)$ откладывается по оси ординат экстремальной бумаги; U — по оси абсцисс в линейном масштабе. При подобном построении опытные и расчетные точки оказываются расположенными приблизительно на

одной прямой. Продолжая эту прямую до пересечения с горизонталью, соответствующей P_{\min} , находим на оси абсцисс значение U_{\min} .

Совершенно очевидно, что ИКВП для разных материалов, построенные в указанных осах координат, окажутся непараллельными даже при одинаковой форме напряжения.

Расчеты. Значения k_b по (5) вычисляются по табл. 1 и [Л. 11] для разных форм напряжения (рис. 1).

При вычислении A^0 принимались следующие значения для разных сортов слюды [Л. 2]: мусковит — 56,7; флогопит — 40, их 50%-ная смесь — 48,35. Заметим, что содержание слюды во всех типах изоляции 45–50% [Л. 3].

Базисные напряжения U_{50} при $k_b=1$, подсчитанные по (1)–(7), сведены в табл. 2, там же приведены соответствующие экспериментальные данные. Последние определялись по сглаживающим кривым, построенным «на глаз» авторами экспериментов [Л. 4–9]. При малых выборках (последние три строки табл. 2) эти величины уточнялись по методу преобразования моментов¹ [Л. 12]. Во всех случаях отмечается удовлетворительная сходимость результатов.

По данным табл. 2 и формулам (3) и (4) построены ИКВП для различных образцов корпусной изоляции ЭМ при разных формах напряжения (рис. 2–4). Следует отметить, что при 50 Гц для изоляции монолит-2 аппроксимация получается несколько лучше при $\Delta\Psi=8,6$ (сплошная линия), нежели $\Delta\Psi=6,18$ (пунктир), принятого для микаленты и слюдотерма. Помимо прямого сопоставления с экспериментом имеется возможность аппроксимации опытных зависимостей (рис. 2–4) нормальным законом распределения по критерию Колмогорова.

Пересчет ИКВП с единичных образцов (кривая 1, рис. 2) на всю ЭМ, проведенный по (8), показан на кривой 9, рис. 2. Все экспериментальные точки этой кривой, перенесенные на экстремальную бумагу по (9), оказались в сравнительно узкой зоне разброса, что свидетельствует о достаточной точности расчетов. Продолжение этой ИКВП до пересечения с линией вероятности $P_{\min}=0,004$ дает значения $U_{\min}=15,6$ кВ. Последнее значение весьма близко к $U_{\text{исп}}=15,75$ кВ (ГОСТ 183-74) для ЭМ с $U_{\text{ном}}=6,3$ кВ. Данное совпадение нельзя считать случайным, ибо ГОСТ 183-74 создавался исходя из опытных данных по прочности микалентной изоляции.

Аналогичные расчеты проводились для изоляции слюдотерм и монолит-2. Зависимости 10 и 11 (рис. 5), пересчитанные из аналитических кривых 6 и 8 (рис. 4) в предположении того же объема изоляции, что и кривая 9 (рис. 2), оказались имеющими разный наклон. Их пересечения с линией $P_{\min}=0,004$ дают соответственно $U_{\min}=16,7$ кВ и $U_{\min}=23,7$ кВ. Следовательно, для этих видов изоляции целесообразно иметь несколько более высокие испытательные напряжения при той же вероятности пробоя.

Принятые обозначения и сокращения:
 A^0 — удельная энергетическая характеристика электрического пробоя твердого диэлектрика, ккал/см²; A^0_c — эквивалентная энергетическая характеристика пробоя элемента изоляционной конструкции, ккал^{1,1}/см^{3,3}; d — толщина корпусной изоляции, см; E_{\max} , $E_{\text{ср}}$ — максимальная и средняя напряженности электрического поля в пазу, кВ/см; F_1 — площадь рабочей поверхности изоляции условного единичного образца (400 см² [Л. 7]), см²; F_m — то же образца другого размера или всей изоляционной конструкции в целом, см²; k_b — коэффициент вероятности пробоя; k_f — коэффициент отклонения от условного единичного образца, для которого подобраны все расчетные постоянные; $k_{\text{эмп}}$ — полуэмпирический коэффициент неоднородности электрического поля в статоре; k_p — эмпирический размernый коэффициент, кВ·см^{3,3}/ккал^{1,1}; k_c — эмпирический коэффициент, учитывающий свойства связующего корпусной изоляции; $k(d, t_p)$ — коэффициент, учитывающий d и t_p ; $M(p)$ — вероятность пробоя, соответствующая $P_m(U)$, пересчитанная в двойном логарифмическом масштабе; m — отношение площадей F_m/F_1 ; n — число испытанных образцов; P_{\min} , P_{\max} , P_{50} — наименьшая, наибольшая и 50%-ная вероятности пробоя изоляции; $P_1(U)$ — вероятность пробоя единичного образца изоляции; $P_m(U)$ — то же конструкции или образца, отличающегося в m раз от исходного единичного

образца; t_p — расчетное время воздействия напряжения, мкс; t_{Φ} — длительность фронта волны, мкс; U — пробивное напряжение, соответствующее вероятности пробоя $P(U)$, кВ; U_{\min} , U_{\max} , U_{50} — наименьшее, наибольшее и 50%-ное пробивные напряжения любого вида — импульсное, переменное (50 Гц) или выпрямленное, кВ; $U_{50}^{\text{имп}}$, $U_{\max}^{\text{имп}}$ — импульсное пробивное напряжение — 50%-ное или амплитудное, кВ; $U_{\text{исп}}$ — испытательное напряжение готовой машины, кВ; $U_{\text{ном}}$ — номинальное напряжение машины, кВ; α — крутизна фронта импульса, кВ/мкс; χ — эмпирический безразмерный коэффициент дополнительной неоднородности поля близ выхода из паза; r — радиус скругления угла проводника, см; $\Psi(P)$ — функция, обратная функции нормального распределения, при вероятности P ; $\Delta\Psi$ — абсолютное значение разности $[\Psi(P_{\max}) - \Psi(P_{\min})]$; ЭМ — электрическая машина; ИКВП — интегральная кривая вероятности пробоя.

Выводы. 1. Предлагаемая методика позволяет аппроксимировать ИКВП новой корпусной изоляции ЭМ по их конструктивным и физическим параметрам.

2. При использовании экстремальных бумаг возможно расчетное определение минимального пробивного напряжения, принимаемого за испытательное, согласно ГОСТ 183-74.

3. В пределах опытных данных, опубликованных другими авторами, указанная методика дает удовлетворительное совпадение для напряжений 50 Гц, импульсного и выпрямленного.

4. Для более широких обобщений, охватывающих разные виды корпусной и витковой изоляции, степень ее эксплуатационного износа и т. п., необходимы дальнейшие обширные исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вершинин Ю. Н. Электрический пробой твердых диэлектриков. М.: Наука, 1968.
2. Вершинин Ю. Н. Энергетический анализ импульсной электрической прочности твердых диэлектриков. Автореф. дис. на соиск. учен. степени д-ра техн. наук. Л., 1970. В надзаг.: М-во высш. и сред. спец. образования РСФСР, Лен. политехнический ин-т.
3. Справочник по электротехническим материалам. М.: Энергия, 1974, т. 2.
4. Козырев Н. А. Изоляция электрических машин и методы ее испытания. М.: Госэнергоиздат, 1962.
5. Королев В. Н. и др. Изоляция слюдотерма для обмоток электрических машин.— ЭП. Электрические машины, 1968, № 316.
6. Изоляция типа «монолит-2» для секционных и стержневых обмоток электрических машин/ Александров Н. В., Трубачев С. Г., Огоньков В. Г. и др.— Электротехника, 1969, № 10.
7. Королев В. Н., Баженова Т. Ю. Электрическая прочность непрерывной микалентной изоляции и ее снижение при повторных испытаниях высоким напряжением промышленной частоты.— Изоляция электрических машин, ЦБТИ ЭП, 1958, № 4.
8. Козырев Н. А. Исследование электрической прочности термореактивной изоляции высоковольтных машин при разных формах напряжения. Отчет ЛПИ, 1973, рег. № 68073587.
9. Гуревич З. М. Исследование целесообразности применения выпрямленного напряжения для контроля микалентной непрерывной изоляции в процессе сборки электрических машин.— Электротехнические материалы, применяемые в электромашино- и аппаратостроении, и методы их исследования. Труды ВНИИЭМ. ЦИНТИ, 1962, т. XV.
10. Гумбель Э. Статистика экстремальных значений. М.: Мир, 1965.
11. Большев Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. М.: Наука, 1965.
12. Алыпов Ю. Е., Зайнашев Н. К. Метод оценки закона распределения случайной величины по малой выборке.— В кн.: Статистические методы обработки малого числа наблюдений при контроле качества и надежность машин и приборов. ЛДНТП, 1976.

¹ Вычисления выполнены Ю. Е. Алыповым.

Сообщения

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Применение метода критериального планирования экспериментов для оценки допустимости упрощений в математическом описании переходных процессов в электрических системах

СЫРОМЯТНИКОВ С. Ю.

Московский энергетический институт

В последнее время высказываются сомнения относительно справедливости упрощенных уравнений Парка — Горева, возможности неучета насыщения магнитных цепей машин, допустимости представления нагрузки статическими характеристиками и т. д.

Интерес к выявлению области применения тех или иных уравнений объясняется повышением требований к точности расчетов в связи с возможностями проводить на ЦВМ решение весьма сложных задач, а с другой стороны, стремлением к повышению эффективности функционирования систем, для чего, как иногда представляется инженерам, необходим учет более полных уравнений. Однако неясно, насколько это обосновано. В самом деле, разные авторы, исследуя возможность отbrasывания того или иного фактора, делают выводы на основе сопоставления результатов двух расчетов (с учетом и без учета этого фактора) при фиксированных значениях параметров системы. При этом обычно не оценивается ошибка в значениях основных параметров режима. Если исследователь интересует другой параметр режима или тот же параметр режима, но при других значениях параметров системы, он, по существу, вынужден заново решать ту же задачу.

Для того чтобы выводы допустимости отбрасывания того или иного фактора носили общий характер, следует применить к решению рассматриваемой задачи метод критериального планирования экспериментов [Л. 1 и 2] и получить следующие выражения:

Здесь Δy_k — относительная ошибка в значении k -го параметра режима; π_i , π_j критерии подобия, составленные из параметров системы x_1, x_2, \dots, x_n . Достоинством этого метода является резкое уменьшение количества варьируемых факторов π_i по сравнению с числом существенных параметров системы x_i ($m < n$) и, следовательно, меньшее количество экспериментов (расчетов), необходимое для получения выражений (1).

Для того чтобы иметь возможность получить выражения (1), необходимо вначале так преобразовать исходные уравнения сравниваемых переходных процессов, чтобы они содержали только безразмерные комплексы λ_i , составленные из параметров системы.

Рассмотрим применение метода критериального планирования экспериментов к оценке влияния замены динамической характеристики $M^x(s^n)$ асинхронного двигателя (АД) статической при расчете его пуска от шин неизменного напряжения. Это влияние было исследовано в [Л. 3], где была выделена

максимальная ошибка от замены динамического момента статическим, которая имеет порядок

$$k_M = \frac{2a}{\omega_0 s^2 m},$$

где $2a = ds/dt = \text{const}$ — скорость изменения скольжения; s_m — скольжение, соответствующее максимальному статическому моменту машины. Было показано также, что кривые моментов различных асинхронных машин с одинаковыми значениями k_m в случае $2a = ds/dt = \text{const}$ подобны друг другу.

В данной статье предлагается определять отклонения в значении максимального момента ΔM в функции критерия π_i . Такой подход применим для сложных задач при затрудненном анализе физической картины и при практически исключенной возможности получить аналитическое решение, не прибегая к допущению $ds/dt = \text{const}$.

Запишем исходные уравнения переходных процессов при пуске ненагруженного ($M_c = 0$) АД с короткозамкнутым ротором от цепи неизменного напряжения U (рис. 1). При этом примем следующие допущения [Л. 3]: предположим, что отношение r/x цепи статора весьма мало и можно положить $r = 0$; параметры АД будем считать постоянными. Тогда уравнения режима пуска с учетом переходных процессов в обмотке ротора АД в относительных единицах имеют вид:

$$\begin{aligned}
u_d &= u_{1d} - x_{\text{BH}} i_{1q}; \\
u_q &= u_{1q} + x_{\text{BH}} i_{1d}; \\
u_{1d} &= -\psi_{1q}; \\
u_{1q} &= \psi_{1d}; \\
0 &= \frac{d\Psi'_{2d}}{dt} + s\Psi'_{2q} + r'_{2d} i'_{2d}; \\
0 &= \frac{d\Psi'_{2q}}{dt} - s\Psi'_{2d} + r'_{2d} i'_{2q}; \\
T_J \frac{ds}{dt} &= -M; \\
M &= \psi_{1q} i_{1d} - \psi_{1d} i_{1q}; \\
\Psi_{1d} &= (x_1 + x_\mu) i_{1d} + x_\mu i'_{2d}; \\
\Psi_{1q} &= (x_1 + x_\mu) i_{1q} + x_\mu i'_{2q}; \\
\Psi'_{2d} &= x_\mu i_{1d} + (x'_2 + x_\mu) i'_{2d}; \\
\Psi'_{2q} &= x_\mu i_{1q} + (x'_2 + x_\mu) i'_{2q}, \tag{2}
\end{aligned}$$

где d , q — синхронно вращающиеся оси. В качестве базисного выбрано напряжение шин U' , приведенное к стороне напряжения U_1 , $I_6 = I_{1n}$, $S_6 = \sqrt{3}U_6 I_6$; $M_6 = pS_6/\omega_0$. Уравнения пуска без учета переходных процессов в роторе двигателя получаются из (2) при $d\psi_{2d}/dt = d\psi_{2q}/dt = 0$.

Б) уравнения (2) входят в б) параметров системы: $x_{\text{пп}}$, x_1 , x_{μ} , x'_1 , r'_2 , T_2 . Исключим из этих уравнений величины ψ_{1d} , ψ_{1q} , u_{1d} , u_{1q} и все токи. Поскольку расположение осей d , q по отношению к вектору \hat{U} можно выбрать произвольно, будем считать $u_d = u_q = U/\sqrt{2} = 1/\sqrt{2}$. В результате преобра-

зований получим:

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \frac{d\Psi'_{2d}}{dt} + s\Psi'_{2q} + s_m(c_1\Psi'_{2d} - 1/\sqrt{2}); \\ 0 &= \frac{d\Psi'_{2q}}{dt} - s\Psi'_{2d} + s_m(c_1\Psi'_{2q} + 1/\sqrt{2}); \\ \frac{ds}{dt} &= -\frac{M'}{c_1x_K T_J}; \\ M' &= \frac{c_1}{\sqrt{2}}(\Psi'_{2d} + \Psi'_{2q}), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} c_1 &= 1 + (x_{\text{вн}} + x_1)/x_{\mu}; \quad x_K = x_{\text{вн}} + x_1 + c_1x'_2; \\ s_m &= r'_2/x_K; \quad M' = M/(2M_m^{\text{ст}}) = Mc_1x_K. \end{aligned}$$

Обычно $c_1 \approx 1$ и изменяется в небольших пределах. Следовательно, параметры системы входят в (3) в виде двух безразмерных комплексов s_m и $x_K T_J$, а ошибка в значении максимального момента АД, обусловленная неучетом переходных процессов в обмотке ротора, определяется выражением:

$$\Delta M = \frac{|M_m^{\text{д}} - M_m^{\text{ст}}|}{M_m^{\text{ст}}} \cdot 100\% = \Delta M' = |2M'_m - 1| \cdot 100\% = f_M[s_m, (x_K T_J)]. \quad (4)$$

При пуске АД с ростом s_m и величины $x_K T_J$ ошибка уменьшается [Л. 3]. Для упрощения связи между ΔM и безразмерными комплексами и удобства ее последующей аппроксимации воспользуемся критериями:

$$\left. \begin{aligned} \pi_1 &= \frac{1}{s_m} = \frac{x_K}{r'_2} = \frac{x_{\text{вн}} + x_1 + x'_2}{r'_2}; \\ \pi_2 &= \frac{1}{x_K T_J} = \frac{(U'/U_{1H})^2}{x_{\text{вн}} T_{JH}}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $x_{\text{вн}}$ выражено в долях $[z_{1H} = U_{1H}/(\sqrt{3} I_{1H})]$, а T_{JH} в долях номинальной мощности АД $S_{1H} = \sqrt{3} U_{1H} I_{1H}$.

Выведем выражение для оценки ошибки в значении другого характерного показателя — времени пуска АД. Под временем пуска $t_{\text{п}}$ будем понимать время от момента подачи напряжения на зажимы машины до момента, когда $s = s_0 = 0,02$. Из (3) и (5) следует

$$t_{\text{п}}^{\text{д}} = f(\pi_1, \pi_2). \quad (6)$$

При неучете переходных процессов в обмотке ротора АД

$$\begin{aligned} t_{\text{п}}^{\text{ст}} &= \frac{T_J}{2M_m^{\text{ст}}} \left[\frac{(1-s_0)^2}{2c_1 s_m} - c_1 s_m \ln s_0 \right] = \\ &= \frac{1}{\pi_2} \left[\pi_1 \frac{(1-s_0)^2}{2} - \frac{c_1^2}{\pi_1} \ln s_0 \right]. \end{aligned} \quad (7)$$

Из (6) и (7) получим выражения для определения ошибки в значении времени пуска:

$$\Delta t = \frac{|t_{\text{п}}^{\text{д}} - t_{\text{п}}^{\text{ст}}|}{t_{\text{п}}^{\text{ст}}} \cdot 100\% = f_t(\pi_1, \pi_2). \quad (8)$$

В результате проведения полного факторного эксперимента ¹ типа ² были получены полиномы:

$$\left. \begin{aligned} \Delta M &= 19 + 8\bar{\pi}_1 + 10,2\bar{\pi}_2 + 2,8\bar{\pi}_1\bar{\pi}_2; \\ \Delta t &= 3,5 + 1,5\bar{\pi}_1 + 3\bar{\pi}_2 + \bar{\pi}_1\bar{\pi}_2, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

аппроксимирующие зависимости (4) и (8) в следующей области факторного пространства:

$$\pi_1 = 4 \div 10, \quad \pi_2 = 0,01 \div 0,1. \quad (10)$$

¹ Расчеты режима пуска АД по уравнениям (3) были проведены на ЦВМ «Минск-32» инж. Логиновым Н. П. по разработанной им программе.

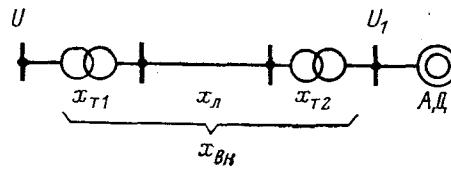


Рис. 1.

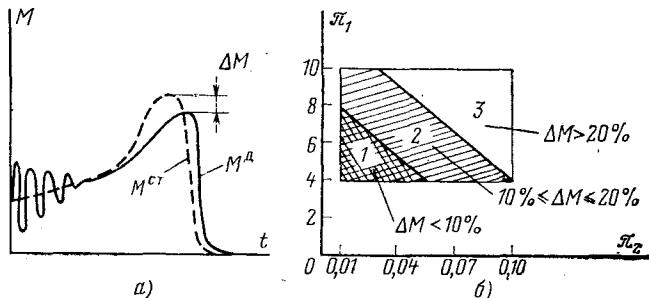


Рис. 2.

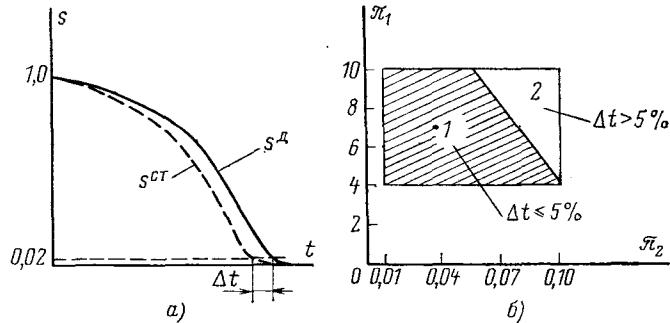


Рис. 3.

Погрешность аппроксимации имеет наибольшее значение в центре плана эксперимента ($\pi_1 = \pi_2 = 0$); для ΔM она составляет 5%, для Δt — 1,5%. Пренебрегая коэффициентами при парном взаимодействии $\pi_1\pi_2$ и переходя от нормированных к реальным значениям факторов π_1, π_2 , получим:

$$\left. \begin{aligned} \Delta M &= -12 + 2,6\pi_1 + 217\pi_2, \% \\ \Delta t &= -3,6 + 0,5\pi_1 + 64\pi_2, \% \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Зная параметры системы, по выражениям (5) легко определить значения критериев π_1 и π_2 и, если эти значения лежат внутри диапазонов (10), можно по уравнениям (11) найти величину ошибок в значениях максимума электромагнитного момента M_m и времени пуска $t_{\text{п}}$, обусловленных неучетом переходных процессов в обмотке ротора АД (рис. 2, а и 3, а).

Для приближенной оценки этих ошибок удобно воспользоваться рис. 2, б и 3, б. На этих рисунках весь прямоугольник, соответствующий выбранным диапазонам варьирования критериев π_1 и π_2 , разбит на ряд областей, в которых ошибка в значении данного параметра режима (ΔM или Δt) не превосходит 5, 10% и т. д. Границами этих областей являются линии (в данном случае прямые), уравнения которых получены из (11) при фиксированных значениях ошибки. Для большинства технических задач погрешность 10—15% является допустимой. Поэтому при расчете пуска АД в системе с параметрами, соответствующими областям 1 на рис. 2, б, динамическую характеристику двигателя $M^d(s^d)$ можно заменить статической. При этом погрешность в значении времени пуска $\Delta t < 5\%$ (рис. 3, б).

Рассмотрим конкретный пример. Пусть система (рис. 1) имеет параметры: $x_{11} = 0,054, x_{12} = 0,041, x_1 = 0,105, x'_2 = 0,153, r'_2 = 0,065$ (параметры соответствуют элементам физической модели кафедры электрических систем МЭИ).

Значения параметров x_L и T_J в ходе исследования варьируются в пределах $x_L=0-0,217$, $T_J=144-323$, а отношение $U'/U_{1h}=1$. Оценим допустимость неучета переходных процессов в роторе АД при расчетах режима пуска. Величина ошибок ΔM и Δt будет наибольшей при x_L max и T_J min. При этом $x_L=0,312$, $x_k=0,57$, $\pi_1=8,8$, $\pi_2=0,012$. По выражениям (11) находим: $\Delta M=13,5\%$, $\Delta t=1,6\%$. Таким образом, при расчетах режима пуска АД в исследуемой системе можно заменить динамическую характеристику двигателя $M^d(s^d)$ статической; при этом ошибка в определении максимума электромагнитного момента не превысит 15%, а ошибка в значении времени пуска будет менее 2%.

Выводы. 1. Применение предложенного на кафедре электрических систем МЭИ метода критериального планирования экспериментов дает возможность повысить общность выводов о допустимости тех или иных упрощений в математическом описании переходных процессов в энергосистемах.

2. Полученные аналитические выражения (11), связывающие ошибки в значениях максимума электромагнитного момента и времени пуска асинхронного двигателя со значениями критерии подобия π_1 и π_2 , составленных из параметров системы, позволяют оценить возможность замены при расчетах режима пуска динамической характеристики АД статической для широкого класса подобных систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Теория подобия и моделирования (применительно к задачам электроэнергетики). М.: Высшая школа, 1976.
2. Веников Г. В., Кулиев А. М. Статистический анализ динамической устойчивости электрических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1969, № 6.
3. Иванов-Смоленский А. В. Универсальные механические характеристики асинхронных машин с учетом скорости изменения скольжения. — Электричество, 1963, № 1.

[27.11.78]



УДК 621.319.4:621.315.614.6

О протекании во времени теплового пробоя конденсатора

РУБАНОВИЧ С. Г., канд. физ.-мат. наук, ЧАТИНЯН Ю. С., канд. техн. наук

Ереван

Определение временной зависимости теплового пробоя от приложенного напряжения имеет большое практическое значение, например при определении допустимых уровней перенапряжений для малогабаритных конденсаторов, имеющих высокую удельную мощность.

Теоретический интерес решения поставленной задачи также велик, так как имеющиеся работы относятся к простейшему случаю развития теплового пробоя во времени [Л. 1-3].

Будем предполагать, что конденсатор занимает трехмерную область G , в которой имеется распределение источника тепловыделения с интенсивностью $F(\vartheta)$ (ϑ — температура точки) и границей Γ . Будем решать обычное уравнение теплопроводности в области G при $\tau > 0$ (τ — время):

$$a_x \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} + a_y \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + a_z \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial z^2} + F(\vartheta) = \frac{\partial \vartheta}{\partial \tau} \quad (1)$$

с условиями на границе Γ (условия теплоотдачи) и начальным условием

$$\lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial n} + \alpha \vartheta|_{\Gamma} = 0; \vartheta|_{\tau=0} = 0, \quad (2)$$

где a_x , a_y , a_z — положительные константы; $\lambda(x, y, z)$, $\alpha(x, y, z)$ — положительные функции, зависящие от точки границы Γ ; $\partial/\partial n$ — производная по направлению внешней нормали.

Для краткости обозначим

$$\Delta \vartheta = a_x \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} + a_y \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial y^2} + a_z \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial z^2}. \quad (3)$$

Будем подразумевать, что $F(\vartheta)$ является положительной, вогнутой ($F''(\vartheta) \geq 0$) неубывающей функцией, а задача: $\Delta \vartheta = f$, $\lambda \frac{\partial \vartheta}{\partial n} + \alpha \vartheta|_{\Gamma} = 0$ является самосопряженной, т. е. если $\varphi(x, y, z)$, $\psi(x, y, z)$ — функции и $\lambda \frac{\partial \varphi}{\partial n} + \alpha \varphi|_{\Gamma} = 0$, $\lambda \frac{\partial \psi}{\partial n} + \alpha \psi|_{\Gamma} = 0$, то

$$\iint_G (\Delta \varphi) \psi dx dy dz = \iint_G \varphi (\Delta \psi) dx dy dz. \quad (4)$$

Этому условию удовлетворяют все конкретные (прямоугольные, цилиндрические) случаи конденсаторов. Самосопряженность проверяется интегрированием по частям. Время, за

которое происходит пробой, будем обозначать через τ_0 . Очевидно, если пробоя нет, то $\tau_0 = \infty$, а если пробой будет, то τ_0 конечно. Отсюда вытекает условие пробоя, полученное в [Л. 4].

Время, за которое произойдет пробой, естественно интерпретировать как время, до которого разрушается (исчезает) ограниченное решение граничной задачи (1) — (2).

Как известно, существует последовательность собственных чисел $\eta_1, \eta_2, \eta_3, \dots, \eta_k, \dots$ и собственных функций $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots, \varphi_k$, таких, что

$$\Delta \varphi_k = -\eta_k \varphi_k, \quad \lambda \frac{\partial \varphi_k}{\partial n} + \alpha \varphi_k|_{\Gamma} = 0, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (5)$$

причем

$$\iint_G \varphi_n \varphi_m dx dy dz = \begin{cases} 1 & \text{при } m = n; \\ 0 & \text{при } m \neq n, \end{cases} \quad (6)$$

а $\varphi_1(x, y, z) \geq 0$, $\eta_1 \geq 0$. Кроме того, любую непрерывную функцию $u(x, y, z)$ на области G можно разложить в ряд Фурье

$$u(x, y, z) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \varphi_k(x, y, z); \quad c_k = \iint_G u \varphi_k dx dy dz. \quad (7)$$

Доказательства всех этих свойств приведены в [Л. 5 и 6].

Пусть $\psi_1 = \frac{\varphi_1(x, y, z)}{\iint_G \varphi_1 dx dy dz}$. Умножая обе части выраже-

ния (1) на ψ_1 , интегрируя по области G и обозначая $\gamma(\tau) = \iint_G \vartheta(x, y, z, \tau) \psi_1(x, y, z) dx dy dz$, в силу неравенства Йенсена [Л. 7] получаем:

$$\iint_G F(\vartheta) \psi_1 dx dy dz \geq F[\gamma(\tau)].$$

Поэтому из условия самосопряженности и равенства $\Delta \psi_1 = -\eta_1 \psi_1$ имеем:

$$-\eta_1 \gamma(\tau) + F[\gamma(\tau)] \leq \frac{d\gamma}{d\tau}. \quad (8)$$

Решая это дифференциальное неравенство при условии $\gamma(0)=0$, которое следует из (2), получаем:

$$\tau = \int_0^{\tau(\tau)} \frac{d\gamma}{F(\gamma) - \eta_1 \gamma}, \quad (9)$$

откуда следует, что

$$\tau_0 \leq \tau_b = \int_0^{\infty} \frac{d\gamma}{F(\gamma) - \eta_1 \gamma}, \quad (10)$$

где τ_b — верхнее время.

Найдем время $\tau_n \leq \tau_0$, т. е. время, в течение которого существует ограниченное решение задачи (1) — (2). Приведем без доказательства следующую лемму.

Пусть при $0 \leq \tau \leq \tau_b$ существует функция $u(x, y, z, \tau)$, удовлетворяющая в области G условиям:

$$\Delta u + F(u) \leq \frac{\partial u}{\partial \tau}, \quad (11)$$

$$\lambda \frac{\partial u}{\partial n} + au|_G = 0, \quad u(x, y, z, 0) = 0. \quad (12)$$

Тогда при $0 \leq \tau \leq \tau_b$ существует ограниченное решение задачи (1) и (2). Полное доказательство этой леммы приведено [Л. 8].

Так как $F(\theta)$ вогнута, то она проходит ниже любой своей секущей, в частности

$$F(u) \leq F(0) + \frac{F(d) - F(0)}{d} u \text{ при } 0 \leq u \leq d. \quad (13)$$

Будем считать, что d зависит от τ и пусть

$$\Delta u(x, y, z, \tau) + F(0) + \frac{F[d(\tau)] - F(0)}{d(\tau)} u = \frac{\partial u}{\partial \tau}, \quad (14)$$

а также выполнены граничные условия (12). Очевидно, если $0 \leq u(x, y, z, \tau) \leq d(\tau)$ при $0 \leq \tau \leq \tau_b$, то $u(x, y, z, \tau)$ будет удовлетворять условиям леммы. Выберем $d(\tau) \geq \max u(x, y, z, \tau)$ в области G . Тогда такое решение существует и можно положить $d(\tau) = c_1(\tau)M$ [Л. 8], где $M = \max \varphi_1(x, y, z)$, φ_1 — собственная функция из (5); $c_1(\tau)$ — коэффициент из разложения (7) функции $u(x, y, z, \tau)$. Поэтому, умножая обе части в (13) на $\varphi_1(x, y, z)$, учитывая самосопряженность и условия (5) и (6), получаем:

$$\frac{F[Mc_1(\tau)] - F(0)}{M} - \eta_1 c_1(\tau) + F(0) \gamma_1 = \frac{dc_1}{d\tau}; \quad c_1(0) = 0, \quad (15)$$

$$\text{где } \gamma_1 = \iint_G \varphi_1(x, y, z) dx dy dz.$$

Отсюда получаем:

$$\tau_0 \geq \tau_n = \int_0^{\infty} \frac{du}{F(u) - [\eta_1 u - F(0)(\gamma_1 M - 1)]}. \quad (16)$$

Условием пробоя является неравенство $\tau_b < \infty$, при котором график функций $F(u)$ лежит выше $\eta_1 u$. Условием отсутствия пробоя является равенство $\tau_b = \infty$, когда график $F(u)$ пересекает или касается графика $\eta_1 u - F(0)(\gamma_1 M - 1)$.

Рассмотрим конкретные случаи силовых конденсаторов прямоугольной и цилиндрической форм.

Конденсатор прямоугольной формы. Рассмотрим конструктивную схему и расчетную модель (трехмерная задача), приведенные в [Л. 4 и 9]. Основное уравнение теплопроводности и краевые условия имеют вид, аналогичный приведенному в [Л. 9], но интенсивность тепловыделения ρ зависит от избыточной температуры как произвольная вогнутая функция $F(\theta)$.

Первая собственная функция для дифференциального оператора в случае прямоугольного параллелепипеда

$$\varphi_1(x, y, z) = A_1 \cos \beta_1 x \cos \gamma_1 y \cos \nu_1 z, \quad (17)$$

где β_1, γ_1, ν_1 — первые корни характеристических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 \operatorname{tg}(\beta_1 l_x) &= h_x; \\ \gamma_1 \operatorname{tg}(\gamma_1 l_y) &= h_y; \\ \nu_1 \operatorname{tg}(\nu_1 l_z) &= h_z. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$$h_x = \frac{\alpha_x}{\lambda_{1x}} \frac{\lambda_{2x}}{\lambda_{2x} + \alpha_x \delta_x} (K_{\delta y} + 1) (K_{\delta z} + 1),$$

а параметры h_y, h_z имеют аналогичный вид. Все остальные обозначения соответствуют приведенным в [Л. 9].

Первое собственное число дифференциального оператора для рассматриваемого случая

$$\eta_1 = a_{1x} \beta_1^2 + a_{1y} \gamma_1^2 + a_{1z} \nu_1^2, \quad (19)$$

где a_{ij} — коэффициент температуропроводности активной области конденсатора в направлениях $j = x, y, z$.

Для определения постоянной A собственной функции воспользуемся условием нормирования [Л. 7]:

$$A^2 = \frac{8\beta_1 \gamma_1 \nu_1}{[2\beta_1 l_x + \sin(2\beta_1 l_x)] [2\gamma_1 l_y + \sin(2\gamma_1 l_y)] [2\nu_1 l_z + \sin(2\nu_1 l_z)]}.$$

Максимум собственной функции имеет место при $x = y = z = 0$ и равен пах $\varphi_1(x, y, z) = M = A_1$.

Таким образом, время, при котором произойдет пробой,

$$\tau_b = c_1 \rho_1 \int_0^{\infty} \frac{d\theta}{F(\theta) - c_1 \rho_1 \eta_1 \theta}, \quad (20)$$

а время, при котором не будет пробоя,

$$\tau_n = c_1 \rho_1 \int_0^{\infty} \frac{d\theta}{F(\theta) - c_1 \rho_1 \eta_1 \theta + F(0)(k-1)}, \quad (21)$$

где

$$k = \gamma_1 M = \frac{64 \sin(\beta_1 l_x) \sin(\gamma_1 l_y) \sin(\nu_1 l_z)}{[2\beta_1 l_x + \sin(2\beta_1 l_x)] [2\gamma_1 l_y + \sin(2\gamma_1 l_y)] [2\nu_1 l_z + \sin(2\nu_1 l_z)]},$$

а c_1, ρ_1 — соответственно удельная теплоемкость и плотность активной зоны конденсатора; $F(0)$ — значение $F(\theta)$ при $\theta = 0$.

Конденсатор цилиндрической формы. Для определения напряжения теплового пробоя цилиндрических конденсаторов (двухмерная задача), рассмотрим конструктивную схему и расчетную модель, приведенные в [Л. 10].

Первая собственная функция для дифференциального оператора в случае цилиндрической области

$\varphi_1(r, z) = A_r \cos \gamma_1 z [J_1(\beta_1 R_0) N_0(\mu_1 r) - J_0(\mu_1 r) N_1(\beta_1 R_0)], \quad (22)$

где γ_1 и μ_1 — первые корни характеристических уравнений, определяемые из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 \operatorname{tg}(\gamma_1 l_z) &= h_z; \\ \mu_1 \frac{J_1(\mu_1 R_0) N_0(\mu_1 R_1) - J_0(\mu_1 R_1) N_1(\mu_1 R_0)}{J_1(\mu_1 R_0) N_1(\mu_1 R_1) - J_0(\mu_1 R_1) N_0(\mu_1 R_0)} &= h_r. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Здесь

$$h_r = \frac{\alpha_r}{\lambda_{1r}} \frac{\lambda_{2r}}{\lambda_{2r} + \alpha_r R_2 \ln \frac{R_2}{R_1}} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^2; \quad (24)$$

$$h_z = \frac{\alpha_z}{\lambda_{1z}} \frac{\lambda_{3z}}{\lambda_{3z} + \alpha_z \delta_z}.$$

Остальные обозначения соответствуют [Л. 10].

Первое собственное число для цилиндрического конденсатора равно:

$$\eta_{1r} = a_{1r} \mu_1^2 + a_{1z} \nu_1^2. \quad (25)$$

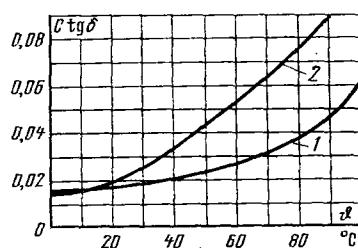


Рис. 1. Температурная зависимость $C \operatorname{tg} \delta$. Температура окружающей среды 50°C .
1 — конденсатор типа ЛСМ-400-3.8-У2; 2 — конденсатор цилиндрический опытный.

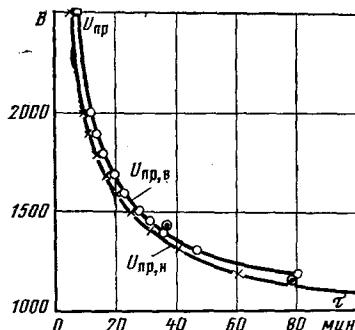


Рис. 2. Зависимость напряжения теплового пробоя от времени приложения напряжения для конденсатора типа ЛСМ-400-3.8-У2.

● — расчет; ○ — эксперимент.

Определив постоянную A в (22) и максимальное значение $\varphi_1(r, z)$, которое имеет при $r=R_0$, $z=0$, получим значение коэффициента k для определения времени, при котором пробоя не будет:

$$k = \frac{16\pi \sin \gamma_1 l_2 u_1 (\mu_1 R)}{m [2\gamma_1 l_2 + \sin (2\gamma_1 l_2)] \{ \pi^2 \mu_1^2 R^2 [u_0^2 (\mu_1 R) + u_1^2 (\mu_1 R)] - 4 \}},$$

где

$$u_0 (\mu_1 R) = J_1 (\mu_1 R_0) N_0 (\mu_1 R_1) - J_0 (\mu_1 R_1) N_1 (\mu_1 R_0);$$

$$u_1 (\mu_1 R) = J_1 (\mu_1 R_0) N_1 (\mu_1 R_1) - J_0 (\mu_1 R_1) N_0 (\mu_1 R_0);$$

$$m = \frac{R_0}{R_1}.$$

Остальные обозначения соответствуют [Л. 10].

Таким образом, время, при котором наступит пробой,

$$\tau_b \geq c_1 \rho_1 \int_0^\infty \frac{d\vartheta}{F(\vartheta) - c_1 \eta_1 \rho_1 \vartheta}, \quad (26)$$

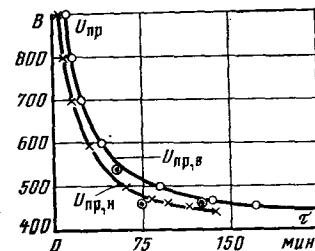
а время, при котором пробоя не будет,

$$\tau_h \leq c_1 \rho_1 \int_0^\infty \frac{d\vartheta}{F(\vartheta) - c_1 \rho_1 \eta_1 \vartheta - F(0)(k-1)}. \quad (27)$$

Время теплового пробоя конденсатора как прямоугольной, так и цилиндрической форм можно определить как среднегарифметическое τ_b и τ_h , определенных согласно (21) и (22) или (27) и (28).

Рис. 3. Зависимость напряжения теплового пробоя от времени приложения напряжения для опытного цилиндрического конденсатора.

● — расчет; ○ — эксперимент.



Пример. В качестве примера рассматривались расчетные и опытные данные временной зависимости напряжения теплового пробоя для двух типов конденсаторов: стандартного ЛСМ-400-3.8-У2 прямоугольной формы ($U_h = 400$ В, $C_h = 3.8$ мкФ) и специально изготовленного металлобумажного (двухслойного) конденсатора цилиндрической формы с пропиткой эпоксидным компаундом ($U_h = 250$ В, $C_h = 3$ мкФ, $R_0 = 0.3$ см, $R_1 = 1.4$ см, $R_2 = 2.2$ см, $l_2 = 1.9$ см и $\delta_2 = 1.2$ см). Температурная зависимость произведения емкости и $\operatorname{tg} \delta$ для обоих типов конденсаторов приведена на рис. 1.

Результаты расчетов по формулам (21), (22) и (27), (28), выполненных методом трапеций, приведены в виде кривых зависимости напряжения теплового пробоя от времени приложения напряжения: $U_{пр,в} = f(t)$, $U_{пр,и} = f(\tau)$ на рис. 2 и 3. Там же приведены экспериментальные значения пробных напряжений аналогичных конденсаторов. Как видно из приведенных данных, экспериментальные значения $U_{пр}$ достаточно хорошо совпадают со значениями $U_{пр,ср}$, определенными как среднегарифметические значения от $U_{пр,в}$ и $U_{пр,и}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сканави Г. И. Физика диэлектриков. М.: ГИФМЛ, 1958.
2. Франц В. Пробой диэлектриков. М.: Изд-во ин. лит., 1961.
3. Гринберг Г. А., Конторович М. И., Лебедев Н. Н. О протекании теплового пробоя по времени. — ЖТФ, 1940, вып. 3, т. X.
4. Рубанович С. Г., Чатинян Ю. С. Расчет напряжения теплового пробоя силовых конденсаторов прямоугольной формы. — Электричество, 1978, № 1.
5. Березанский Ю. М. Разложение по собственным функциям самосопряженных операторов. Киев: Наукова думка, 1965.
6. Титчмарш Э. Ч. Разложение по собственным функциям, связанным с дифференциальными уравнениями второго порядка. М.: Изд-во ин. лит., 1961, т. II.
7. Фихтенгольц Г. М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. М.: Наука, 1969, т. 1.
8. Рубанович С. Г., Чатинян Ю. С. Теория временной зависимости теплового пробоя (трехмерный случай). — В кн.: Сборник «Электротехника». Ереван, 1978, вып. 4, серия XIII.
9. Чатинян Ю. С. Определение перегревов в силовых конденсаторах при нестационарном режиме работы. — Изв. вузов. Энергетика, 1976, № 9.
10. Чатинян Ю. С. Аналитическое исследование установившихся и нестационарных температурных полей в цилиндрических конденсаторах. — Электротехническая промышленность. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы, 1976, вып. 10.
11. Бронштейн И. Н., Семеняев К. А. Справочник по математике. М.: Главиздат, 1953.

[20.03.78]



Неканонические гармоники напряжения тиристорного преобразователя

ПОПОВ С. Г., канд. техн. наук

Москва

При асимметричных режимах тиристорного преобразователя в его выпрямленном напряжении появляются гармонические составляющие, частоты которых отличаются от канонических [Л. 1 и 2].

$$\omega \neq km\omega_0, k=1, 2, 3, \dots, \quad (1)$$

где ω_0 — круговая частота питающего напряжения; m — эквивалентная фазность преобразователя.

При фильтрации наибольшую трудность представляют неканонические гармоники, частоты которых меньше основной частоты пульсаций $m\omega_0$ симметричного режима преобразователя, т. е. субгармоники:

$$\omega_n = m\omega_0/n, n=2, 3, \dots, m. \quad (2)$$

Имеются две основные причины асимметричного режима тиристорного преобразователя с m -канальной синхронной системой импульсно-фазового управления (СИФУ): разброс параметров элементов каналов СИФУ и несимметрия напряжений, питающих тиристорный преобразователь, а также влияние этой несимметрии на СИФУ. Влияние первого фактора невелико [Л. 1, 3 и 4]. Допускаемая несимметрия каналов управления сравнительно мала ($\Delta\alpha_{\text{доп}} = \pm 3^\circ$), что позволило при оценке несимметрии использовать достаточно простые аппроксимации.

Действие второго фактора гораздо существеннее. Например, для преобразователей с арккосинусоидальной регулировочной характеристикой при изменении опорного напряжения с u_1 до u_2 (рис. 1,а) момент отпирания тиристора при постоянном сигнале управления u_y изменяется от α_0/ω_0 до α'_0/ω_0 . При увеличении u_y соответственно увеличивается $\Delta\alpha$. На рис. 1,б показана зависимость $\Delta\alpha$ от u_y для $u_2/u_1 = 0,95$. Столь значительные отклонения углов управления $\Delta\alpha$ не позволяют непосредственно применить методы линеаризации. Целью настоящей статьи является строгое аналитическое определение неканонических гармоник выпрямленного напряжения преобразователя при несимметрии питающих его напряжений и несимметрии управления.

Несимметрия питающих преобразователь трехфазных напряжений без нулевого провода характеризуется лишь симметричной составляющей обратной последовательности напряжений. Эта составляющая совместно с несимметрией управления и определяет несимметричный характер выходной э. д. с. преобразователя.

Выходную э. д. с. преобразователя $e(t)$ для удобства представим в относительных единицах:

$$\bar{e}(t) = \frac{e(t)}{E_{d0}}, \quad (3)$$

где E_{d0} — максимальная выпрямленная э. д. с. преобразователя.

Для изучения неканонических гармоник кривую выходной э. д. с. преобразователя разложим на составляющие с последующим выделением тех из них, в которых заключена информация о неканонических гармониках. Применение указанного метода позволяет упростить дальнейшую процедуру определения неканонических гармоник в выходной э. д. с. преобразователя.

Разделение э. д. с. преобразователя на составляющие для непрерывного режима с мгновенной коммутацией тока представлено на рис. 2. Здесь $\bar{e}_c(t)$ — выходная э. д. с. симметричного преобразователя, содержащая, как известно, информацию только о канонических гармониках (рис. 2,а); $\bar{e}_{\text{и.п}}(t)$ — импульсная составляющая прямой последовательности симметричных составляющих напряжений $\bar{e}_p(t)$, представляющая собой в общем случае m разнополярных импульсов длительностью $\Delta\alpha_i/\omega_0$ ($i=1, 2, \dots, m$), ограниченных сверху отрезками синусоид линейных напряжений (рис. 2,б):

$$\bar{e}_{\text{и.п}}(t) = \frac{2\pi}{m} \sum_{i=1}^m \sin \omega_0 [t - T(i-1)], \quad (4)$$

где

$$t \in \left\{ \left[\frac{\alpha_0}{\omega_0} - \frac{\Delta\alpha_i}{\omega_0} + T(i-1) \right], \left[\frac{\alpha_0}{\omega_0} + T(i-1) \right] \right\};$$

$$\Delta\alpha_i = \alpha_0 - \alpha_i;$$

α_0, α_i — соответственно установочный и действительные углы включения вентиляй, отсчитываемые от моментов естественной коммутации тока в симметричном преобразователе; $T = \frac{2\pi}{m\omega_0}$ — период дискретности симметричного преобразователя; $\bar{e}_{\text{и.о}}(t)$ — импульсная составляющая обратной последовательности симметричных составляющих напряжений $\bar{e}_o(t)$, представляющая собой m разнополярных импульсов длительностью $\Delta\alpha_i/\omega_0$, ограниченных сверху отрезками синусоид линейных напряжений обратной последовательности:

$$\bar{e}_{\text{и.о}}(t) = \frac{2\pi}{m} \varepsilon \sum_{i=1}^m \sin \{\omega_0 [t - T(i-1)] + \varphi_{oi}\}, \quad (5)$$

где

$$t \in \left\{ \left[\frac{\alpha_0}{\omega_0} - \frac{\Delta\alpha_i}{\omega_0} + T(i-1) \right], \left[\frac{\alpha_0}{\omega_0} + T(i-1) \right] \right\};$$

$$\varepsilon = \frac{\bar{e}_o}{\bar{e}_p}; \quad \varphi_{oi} = \psi + \Phi_h + \frac{4\pi}{m}(i-1);$$

ψ — угол между составляющими прямой и обратной последовательностей напряжений;

$$\Phi_h = \frac{\pi}{3} \text{ для } m=3, \quad \Phi_h = \frac{2\pi}{3} \text{ для } m=6;$$

$\bar{e}_{\text{х.о}}(t)$ — кривая обратной последовательности в выпрямленной э. д. с. преобразователя (рис. 2,г),

$$\bar{e}_{\text{х.о}}(t) = \frac{\pi\varepsilon}{m \sin \frac{\pi}{m}} \sum_{i=1}^m \cos \left\{ \omega_0 [t - T(i-1)] - \frac{\pi}{m} + \varphi_{xoi} \right\}, \quad (6)$$

где

$$t \in \left\{ \left[\frac{\alpha_0}{\omega_0} + T(i-1) \right], \left[\frac{\alpha_0}{\omega_0} + \frac{2\pi}{m\omega_0} + T(i-1) \right] \right\},$$

$$\varphi_{xoi} = \psi + \frac{4\pi}{m}(i-1).$$

Составляющие $\bar{e}_{\text{и.п}}(t)$, $\bar{e}_{\text{и.о}}(t)$, $\bar{e}_{\text{х.о}}(t)$ обладают периодичностью, поэтому каждую из них можно разложить в ряд Фурье. Комплексную амплитуду v -й неканонической гармоники от составляющей $\bar{e}_{\text{и.п}}(t)$ можно получить из выражения

$$\bar{C}_v = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \bar{e}_{\text{и.п}}(t) e^{-jv\omega_0 t} d\omega_0 t =$$

$$= \frac{\omega_0}{\pi} \sum_{i=1}^m \left[\frac{\alpha_0}{\omega_0} + T(i-1) \right] \int_{\frac{\alpha_0}{\omega_0} - \frac{\Delta\alpha_i}{\omega_0} + T(i-1)}^{\frac{\alpha_0}{\omega_0} + T(i-1)} \bar{e}_{\text{и.п}}(t) e^{-jv\omega_0 t} dt. \quad (7)$$

Подставляя сюда (4), после несложных преобразований получим:

$$\bar{C}_v = \frac{2e^{-jv\alpha_0}}{m(v^2 - 1)} \sum_{i=1}^m \{ jv \sin \alpha_0 + \cos \alpha_0 - e^{jv\Delta\alpha_i} \times$$

$$\times [j \sin(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) + \cos(\alpha_0 - \Delta\alpha_i)] \} e^{-j\frac{2\pi}{m}v(i-1)} \quad (8)$$

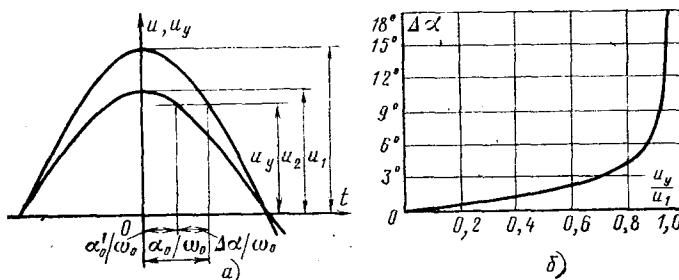


Рис. 1. Несимметрия управления при уменьшении опорного напряжения.

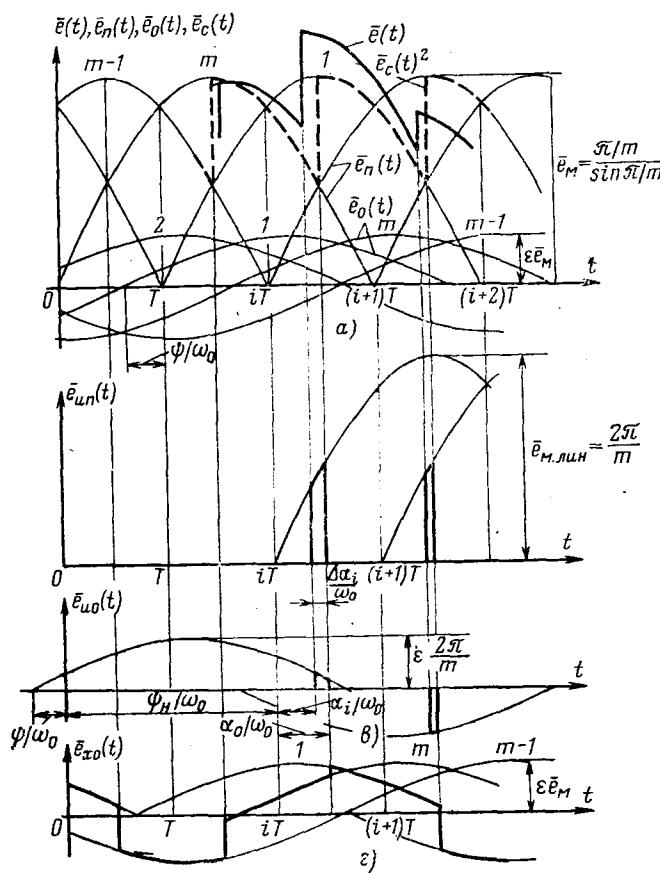


Рис. 2. Выделение составляющих выпрямленной э. д. с. (преобразователя), содержащих информацию о неканонических гармониках.

Учитывая, что

$$\sum_{i=1}^m (j\nu \sin \alpha_0 + \cos \alpha_0) e^{-j \frac{2\pi}{m} v (i-1)} = 0,$$

вместо (8) окончательно получим:

$$\bar{C}_v = \frac{2e^{-j\nu\alpha_0}}{m(\nu^2-1)} \sum_{i=1}^m -[j\nu \sin(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) + \cos(\alpha_0 - \Delta\alpha_i)] e^{-j\nu \left[\frac{2\pi}{m} (i-1) - \Delta\alpha_i \right]}. \quad (9)$$

Для частного случая $v=1$, что соответствует частоте питающего преобразователь напряжения ω_0 , формулы (8) и (9)

дают неопределенность, раскрывая которую, получим:

$$\begin{aligned} \bar{C}_v &= \frac{2}{m} \lim_{v \rightarrow 1} \sum_{i=1}^m \frac{e^{-j\nu\alpha_0}}{\nu^2-1} \{j\nu \sin \alpha_0 + \cos \alpha_0 - e^{j\nu\Delta\alpha_i} \times \\ &\times [j\nu \sin(\alpha_0 - \Delta\alpha_i) + \cos(\alpha_0 - \Delta\alpha_i)]\} e^{-j \frac{2\pi}{m} v (i-1)} = \\ &= \frac{j}{m} \sum_{i=1}^m [\sin \alpha_0 e^{-j\alpha_0} - \Delta\alpha_i - \\ &- e^{-j(\alpha_0 - \Delta\alpha_i)} \sin(\alpha_0 - \Delta\alpha_i)] e^{-j \frac{2\pi}{m} (i-1)} \quad (10) \end{aligned}$$

С учетом

$$\sum_{i=1}^m \sin \alpha_0 e^{-j \left[\frac{2\pi}{m} (i-1) + \alpha_0 \right]} = 0,$$

окончательно имеем для $v=1$:

$$\begin{aligned} \bar{C}_{v=1} &= \frac{j}{m} \sum_{i=1}^m [-\Delta\alpha_i - e^{-j(\alpha_0 - \Delta\alpha_i)} \times \\ &\times \sin(\alpha_0 - \Delta\alpha_i)] e^{-j \frac{2\pi}{m} (i-1)}. \quad (11) \end{aligned}$$

Выражения (9) и (11) являются более общими по сравнению с полученным в [Л. 1]:

$$\bar{C}_v = \frac{2}{m} \sin \alpha_0 e^{-j\nu\alpha_0} \sum_{i=1}^m \Delta\alpha_i e^{-j \frac{2\pi}{m} v (i-1)}. \quad (12)$$

Действительно, соотношение (12) является результатом разложения (9) и (11) в ряд Тейлора с сохранением первых двух членов, что соответствует аппроксимации составляющей $\bar{e}_{i.p.}(t)$ прямоугольниками с амплитудой

$$\bar{e}_i = \frac{2\pi}{m} \sin \alpha_0$$

и сдвигу их фазы таким образом, чтобы середина каждого импульса совпадала с моментами отпирания тиристоров симметричного преобразователя. Такая аппроксимация, справедливая для малых отклонений $\Delta\alpha_i$, дает сравнительно высокую погрешность при значениях порядка $10-20^\circ$, особенно при малых углах управления α_0 . Так, например, значения \bar{C}_v , вычисленные по формулам (8) и (10) для $m=6$, $\alpha_0=20^\circ$, $\Delta\alpha=10^\circ$, составляют для гармоник порядка $v=1 \div 6$ значения от $0,15E_{d0}$ до $0,014E_{d0}$, а по приближенной формуле (12) — $0,02E_{d0}$, т. е. ошибка расчета составляет $32-38\%$.

Разлагая в ряд Фурье составляющую $\bar{e}_{i.p.}(t)$, для комплексной амплитуды v -й гармоники получим:

$$\begin{aligned} \bar{C}_{v0} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \bar{e}_{i.p.}(t) e^{-j\nu\omega_0 t} d\omega_0 t = \\ &= \frac{\omega_0}{\pi} \sum_{i=1}^m \int_{\frac{\alpha_0}{\omega_0} - \frac{\Delta\alpha_i}{\omega_0} + T(i-1)}^{\frac{\alpha_0}{\omega_0} + T(i-1)} \bar{e}_{i.p.}(t) e^{-j\nu\omega_0 t} dt. \quad (13) \end{aligned}$$

С учетом (5) и последующих преобразований получим:

$$\bar{C}_{v0} = \frac{2\varepsilon e^{-jv\alpha_0}}{m(v^2-1)} \sum_{i=1}^m \{ jv \sin(\varphi_{oi} + \alpha_0) + \cos(\alpha_0 + \varphi_{oi}) - e^{j\Delta\alpha_i} [jv \sin(\alpha_0 + \varphi_{oi} - \Delta\alpha_i) + e^{-j\frac{2\pi}{m}v(i-1)} + \cos(\alpha_0 + \varphi_{oi} - \Delta\alpha_i)] \} e^{-j\frac{2\pi}{m}v(i-1)}. \quad (14)$$

Для частного случая $v=1$ выражение (14) приводится после преобразований, связанных с раскрытием неопределенностей, к виду:

$$\bar{C}_{10} = \frac{je^{-jv\alpha_0}}{m} \sum_{i=1}^m [\sin(\alpha_0 + \varphi_{oi}) - \Delta\alpha_i e^{j(\alpha_0 + \varphi_{oi})} - e^{j\Delta\alpha_i} \sin(\alpha_0 + \varphi_{oi} - \Delta\alpha_i)] e^{-j\frac{2\pi}{m}v(i-1)}. \quad (15)$$

Аппроксимация последних двух выражений для \bar{C}_{v0} первыми двумя членами разложения Тейлора позволяет получить комплексную амплитуду v -й неканонической гармоники в виде:

$$\bar{C}_{v0} = \frac{2\varepsilon}{m} e^{-jv\alpha_0} \sum_{i=1}^m \sin(\alpha_0 + \varphi_{oi}) \Delta\alpha_i e^{-j\frac{2\pi}{m}v(i-1)}. \quad (16)$$

Из рис. 2,в и разложения $\bar{e}_{x0}(t)$ в ряд Фурье следует, что в образовании неканонических гармоник в выпрямленной э. д. с. преобразователя принимает участие и составляющая обратной последовательности напряжений. Амплитуда импульсной составляющей от обратной последовательности напряжений по сравнению с импульсной составляющей от прямой последовательности мала (на порядок и более). Поэтому при приближенной оценке неканонических гармоник в выпрямленной э. д. с. преобразователя ее можно не учитывать. Коэффициенты разложения Фурье выражения (6) имеют вид:

$$\begin{aligned} \bar{C}_{v,x0} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \bar{e}_{x0}(t) e^{-jv\omega_0 t} d\omega_0 t = \\ &= \frac{\omega_0}{\pi} \sum_{i=1}^m \int_{\frac{\alpha_0}{\omega_0} + T(i-1)}^{\frac{\alpha_0}{\omega_0} + \frac{2\pi}{m\omega_0} + T(i-1)} \bar{e}_{x0}(t) e^{-jv\omega_0 t} dt. \end{aligned} \quad (17)$$

После интегрирования получим:

$$\bar{C}_{v,x0} = \bar{C}_{Ix0} + \bar{C}_{Ix0}, \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{C}_{Ix0} &= \frac{\varepsilon}{2m(v-1) \sin \frac{\pi}{m}} e^{j[(v-1)\alpha_0 + \phi - \frac{\pi}{m} + \frac{\pi}{2}]} \times \\ &\times \left[e^{-j(v-1)\frac{2\pi}{m}} - 1 \right] \sum_{i=1}^m e^{-j\left[\frac{2\pi}{m}v(i-1) - \frac{4\pi}{m}(i-1)\right]}; \\ \bar{C}_{Ix0} &= \frac{\varepsilon}{2m(v+1) \sin \frac{\pi}{m}} e^{-j[(v+1)\alpha_0 + \phi - \frac{\pi}{m} - \frac{\pi}{2}]} \times \end{aligned}$$

$$\times \left[e^{-j(v+1)\frac{2\pi}{m}} - 1 \right] \sum_{i=1}^m e^{-j\left[\frac{2\pi}{m}v(i-1) + \frac{4\pi}{m}(i-1)\right]}.$$

Из (18) с учетом фазности преобразователя несложно получить: для $m=3$ при $v=2, 5, 8, \dots$

$$\bar{C}_{v,x0} = \begin{cases} \bar{C}_{Ix0} = \frac{\varepsilon}{v-1} e^{-j[(v-1)\alpha_0 + \phi + \frac{2\pi}{m}]}; \\ \bar{C}_{Ix0} = 0; \end{cases} \quad (19)$$

при $v=1, 4, 7, \dots$

$$\bar{C}_{v,x0} = \begin{cases} \bar{C}_{Ix0} = 0; \\ \bar{C}_{Ix0} = \frac{\varepsilon}{v+1} e^{-j[(v+1)\alpha_0 + \phi + \frac{\pi}{m}]}; \end{cases} \quad (20)$$

для $m=6$ при $v=2, 8, 14, \dots$

$$\bar{C}_{v,x0} = \begin{cases} \bar{C}_{Ix0} = \frac{\varepsilon}{v-1} e^{-j[(v-1)\alpha_0 + \phi + \frac{2\pi}{m}]}; \\ \bar{C}_{Ix0} = 0; \end{cases} \quad (21)$$

при $v=4, 10, 16, \dots$

$$\bar{C} = \begin{cases} \bar{C}_{Ix0} = 0; \\ \bar{C}_{Ix0} = \frac{\varepsilon}{v+1} e^{-j[(v+1)\alpha_0 + \phi + \frac{4\pi}{m}]}. \end{cases} \quad (22)$$

При $v=0$ выражение (18) обращается в нуль. Следовательно, при симметрии управления ($\Delta\alpha_i=0$) составляющая обратной последовательности напряжений не выпрямляется, а образует неканонические гармоники. Наибольшего значения, равного ε , достигает 2-я гармоника ($v=2$). Амплитуда гармоник не зависит от угла α_0 . Такой подход при аналитическом определении неканонических гармоник в выпрямленной э. д. с. преобразователя в непрерывном режиме с мгновенной коммутацией тока можно распространить на режимы с конечной длительностью коммутации тока и режим прерывистого тока. Однако, не прибегая к громоздкой, но несложной процедуре аналитического определения неканонических гармоник, можно априори утверждать, что в указанных режимах уровень неканонических гармоник уменьшается по сравнению с рассмотренным, поскольку режимные факторы уменьшают значения составляющих выходного напряжения преобразователя, содержащих информацию о неканонических гармониках. Отмеченное обстоятельство позволяет ограничить расчет неканонических гармоник (с отклонением в большую сторону) по приведенным формулам для непрерывного режима с мгновенной коммутацией тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крайчик Ю. С. Гармоники неканонических порядков в схемах с управляемыми выпрямителями. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1966, № 5.
2. Пинцов А. М., Крайчик Ю. С., Власов Д. Г. Работа трехфазного мостового выпрямителя при питании его несимметричной системой э. д. с. — Электричество, 1958, № 1.
3. Анисимов Я. Ф. Особенности применения полупроводниковых преобразователей в судовых электроустановках. Л.: Судостроение, 1973.
4. Шипилло В. П. Работа вентильного преобразователя с управляемым реактором при асимметрии сеточного управления. — Электричество, 1966, № 2.



В Центральном правлении НТО энергетики и электротехнической промышленности

12 декабря 1978 г. в Ленинграде проходил Пленум Центрального правления НТО энергетики и электротехнической промышленности. Он был посвящен электрификации сельского хозяйства. С докладом о перспективах развития электрификации сельского хозяйства и задачах организаций НТОЭ и ЭП, вытекающих из итогов июльского (1978 г.) Пленума ЦК КПСС, выступил председатель секции электрификации сельского хозяйства, академик ВАСХНИЛ И. А. Будзко. От Министерства энергетики и электрификации СССР содоклад сделал главный инженер Управления электрификации сельского хозяйства Д. Т. Комаров, от Министерства электротехнической промышленности — начальник Технического управления Л. П. Сафонков.

Осуществляя аграрную политику партии, выработанную мартовским (1965 г.) Пленумом ЦК КПСС, сельские электрики, предприятия и организации Минэнерго и Минэлектротехпрома СССР провели большую работу по созданию электротехнической базы на селе, а также по дальнейшей электрификации сельскохозяйственного производства и быта сельского населения. По сравнению с 1965 г. потребление электрической энергии сельским хозяйством увеличилось в 4,2 раза, количество электродвигателей — в 4,8 раза, количество электроустановок в технологических процессах — в 7 раз. Электромеханизация производственных процессов позволила поднять электовооруженность труда в колхозах и совхозах в 5,6 раза и довести ее до 2119 кВт·ч на одного работающего; потребление электроэнергии на коммунально-бытовые нужды в расчете на одного сельского жителя возросло в 3,5 раза. Эта работа получила высокую оценку партии и правительства.

Для электроснабжения сельского хозяйства создан мощный электроснабженческий комплекс, включающий 3,8 млн. км линий различных напряжений, 15 тыс. подстанций напряжением 35—110 кВ и 700 тыс. трансформаторных пунктов 10 (6)/0,4 кВ. Электрификация сельского хозяйства превратилась в отрасль, в которой занято около миллиона человек.

Перевод сельского хозяйства на промышленную основу предполагает максимально повысить уровень электромеханизации животноводства: водоснабжение, доение, раздача кормов и уборку навоза, расширить использование установок микроклимата и облучения на фермах, птицефабриках и комплексах по промышленному производству сельскохозяйственной продукции. Мощность электротехнических установок в сельском хозяйстве достигла половины мощности тракторного парка. Уровень электрификации современного предприятия по промышленному производству сельскохозяйственной продукции характеризуется, например, следующими данными: комплекс по откорму 108 тыс. голов свиней в год имеет 12 трансформаторных подстанций мощностью по 630 кВ·А, 1200 электродвигателей, 2000 инфракрасных электрооблучателей, 260 щитов и пультов управления.

Особенно важна роль электроэнергии в деле мелиорации земель и орошения. В среднем на каждый гектар орошаемой земли потребность в электроэнергии составляет свыше 3 тыс. кВт·ч.

По мере развития электрификации сельскохозяйственного производства возрастают требования к бесперебойности электроснабжения и к качеству электрической энергии у потребителей. Это, в свою очередь, ставит новые задачи перед проектировщиками электроснабжения и эксплуатационниками, а также выдвигает повышенные требования к электротехническим изделиям как для электроснабжения, так и для технологических процессов.

Для обеспечения возрастающих потребностей сельского хозяйства в электрической энергии среднегодовой объем электросетевого строительства в текущей пятилетке по сравнению с девятой пятилеткой возрос на 25%. Проведена работа по

улучшению схем электроснабжения: сокращен радиус действия 15 тыс. фидеров 10 кВ; секционировано и оборудовано устройствами автоматики (автоматическое повторное включение и автоматический ввод резерва) 18 тыс. фидеров; заменено 55 тыс. перегруженных трансформаторов на потребительских ТП 10/0,4 кВ; на 5,3 тыс. подстанций 110—35/10 кВ предусмотрено резервное питание и установлены вторые трансформаторы; более чем на двух тысячах подстанций установлено 6,5 тыс. комплектов радиосвязи и осуществлена телемеханизация. Электроэнергетическое хозяйство сельских потребителей обслуживают 10 тыс. бригад централизованного ремонта, ведется подготовка кадров сельских электрификаторов.

В результате наметилась устойчивая тенденция к сокращению числа аварий в распределительных сетях. За четыре года количество аварий уменьшилось в 4 раза, а удельное число нарушений на 100 км линий сократилось в 2,5 раза.

Предприятиями Минэлектротехпрома разработаны 150 типов электротехнических изделий для технологических процессов сельского хозяйства, проводится работа по освоению специализированного оборудования для электроснабжения. Возрастает объем поставок электротехнических изделий сельскому хозяйству.

Комплексная электромеханизация производственных процессов в животноводстве согласно расчетам должна снизить трудозатраты против имеющейся сейчас частичной электромеханизации в 15—20 раз на выращивание свиней и в 4—6 раз на производство яиц. Внедрение электрической энергии на тепловые технологические процессы в животноводстве позволит высвободить 300 тыс. механизаторов для использования на других работах.

При комплексной электрификации существенно возрастают требования к бесперебойности электроснабжения. При перерывах в подаче электроэнергии хозяйства теряют ущерб, размеры которого зачастую превосходят затраты на коренное улучшение электроснабжения.

Достигнутые успехи в электроснабжении сельского хозяйства и в обеспечении его электротехническими изделиями еще не в полной мере удовлетворяют возросшим требованиям сельскохозяйственного производства и совершенно недостаточны для обеспечения электрификации по показателям перспективного плана. В деле электрификации сельского хозяйства имеются трудности и нерешенные вопросы.

Электрификация сельского хозяйства оказывает непосредственное воздействие на жизненно важную отрасль народного хозяйства, поэтому задачи сельской электрификации следует решать с привлечением широкого круга научно-технической общественности. Обществом были проведены научно-технические совещания и выработаны рекомендации по реализации Постановления ЦК КПСС и Совета Министров СССР «О мерах по дальнейшему развитию сельского хозяйства Нечерноземной зоны РСФСР», по электрификации сельского хозяйства районов интенсивного орошаемого земледелия, по вопросам реконструкции сельских электрических сетей. Эти мероприятия оказали положительное влияние на решение соответствующих вопросов электрификации села.

Для сельского электроснабжения все еще характерны отклонения напряжения значительно большие, чем допускается стандартом. Эксплуатационные подразделения недостаточно оперативны при обслуживании и ремонте распределительных сетей. В значительной степени это обусловлено отсутствием устройств телесигнализации на большинстве подстанций, недостаточном оснащением необходимыми механизмами и вездеходным транспортом.

Электрооборудование, аппаратура и материалы для электрификации сельскохозяйственного производства поставляют-

ся в недостаточном количестве. Это вынуждает строителей отступать от проектных решений, а эксплуатационников — снижать качественные показатели электроснабжения. Низкое качество таких изделий массового применения, как автоматы, создает очаги аварийности. Серьезно затрудняет обеспечение надлежащего качества электроэнергии отсутствие трансформаторов с устройствами РПН на подстанциях 35/10 кВ и со схемой соединений «звезда — зигзаг» на потребительских ТП.

Стремительный рост потребления электроэнергии сельским хозяйством ставит в число важнейших задачи экономного расходования энергии и уменьшения потерь в сетях. Необходимы разработка нормативов потребления электрической энергии на единицу продукции, пересмотр экономических интервалов нагрузок для проводов, внедрение установок для компенсации реактивной мощности, а также принятие мер, направленных на повышение коэффициента мощности в электроустановках сельских потребителей.

В повышении уровня эксплуатации должны сыграть существенную роль организации «Сельхозэнерго» по обслуживанию электрооборудования потребителей. На местах идет процесс создания этих организаций.

По-прежнему сельское хозяйство испытывает острый недостаток специалистов-электриков. Одна из причин этого — низкая престижность профессии, отсюда — слабый приток молодежи на факультеты электрификации.

По обсуждавшемуся вопросу было 15 выступлений. Выступили: заместитель председателя ВСНТО Ю. М. Цыгулев, члены Центрального правления, председатели Белорусского, Ленинградского, Воронежского, Литовского и Таджикского правлений, зам. председателя Казахского правления НТОЭ и ЭП, активисты секций электрификации сельского хозяйства, представители научно-исследовательских институтов и вузов.

Пленум Центрального правления НТОЭ и ЭП постановил сосредоточить внимание республиканских, краевых и областных правлений и первичных организаций общества на решении вопросов дальнейшего развития электрификации сельского хозяйства и организации выполнения мероприятий Мин-

энерго СССР и Минэлектротехпрома по решениям июльского (1978 г.) Пленума ЦК КПСС. Указаны конкретные задачи, на решение которых следует направить усилия научно-технической общественности:

широкое внедрение электроэнергии в сельскохозяйственное производство с целью сокращения затрат труда на производство продукции;

совершенствование ремонтно-эксплуатационного обслуживания сельских распределительных сетей;

разработка и внедрение автоматизации и телемеханизации управления распределительными сетями, а также средств механизации ремонтно-эксплуатационного обслуживания сетей;

разработка нового и совершенствование существующего электрооборудования, аппаратуры и кабельных изделий для электроснабжения и рационального использования электроэнергии в сельскохозяйственном производстве;

разработка и внедрение эффективных методов и средств повышения пропускной способности сельских распределительных сетей напряжением 10—110 кВ и снижения потерь электроэнергии;

проведение планомерной работы по пропаганде специальности сельского электрика среди молодежи, оказание помощи в подготовке кадров и информация о передовом опыте в области электрификации сельского хозяйства.

Президиум Центрального правления и секция электрификации сельского хозяйства должны рассмотреть основные положения схемы развития электрических сетей для электроснабжения сельского хозяйства на 1981—1985 гг. и организовать Всесоюзный конкурс на лучшее предложение по экономии электрической и тепловой энергии в сельском хозяйстве.

В постановлении Пленума Центрального правления НТОЭ и ЭП рекомендовано секциям, совместно, с Минэлектротехпромом организовать с привлечением широкого актива рассмотрение вопросов повышения качества электротехнической продукции, поставляемой селу; Центральному правлению — организовать Всесоюзное совещание по обсуждению перспектив развития электрификации сельского хозяйства.

ГРОЙС Е. С., ИХТЕЙМАН Ф. М., кандидаты техн. наук



УДК 538.311.061.3

Электромагнитные поля в стационарных установках электроэнергетики при высоких параметрах токов и напряженностей поля

(Москва, 23—25 октября 1978 г.)

В Научном Совете по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики» Отделения физико-технических проблем энергетики АН СССР (председатель акад. В. И. Полков) было проведено заседание секции II «Проблемы теории поля и динамики электроэнергетических и электрофизических аппаратов» (председатель секции чл.-корр. АН СССР К. С. Демирчян, заместители председателя чл.-корр. АН Латв. ССР В. В. Апсит, д. т. н., проф. Э. А. Meerovich). Заседание проводилось в ЭНИИ им. Г. М. Кржижановского и было посвящено новым методам аналитических и численных расчетов на ЭВМ электромагнитных полей в стационарных установках электроэнергетики, а также результатам новых исследований. Присутствовали представители 19 организаций из 9 городов страны.

В кратком вступительном слове зам. директора ЭНИИ, д. т. н., проф. В. С. Комельков отметил актуальность темы заседания, в особенности в связи с инженерными проблемами электроэнергетических устройств термоядерного синтеза. Было заслушано 17 докладов по следующей тематике.

Электромагнитное поле в присутствии нелинейных сред. С обзором работ, посвященных заданию граничных условий в краевых задачах магнитостатики при использовании метода конечных разностей, выступил Н. И. Дойников (НИИЭФА). Обсуждаются различные способы решения задач с условиями, заданными на бесконечности. Практическое значение имеют методы введения искусственной границы с граничными условиями, согласованными с уравнениями поля во внешней области или с учетом асимптотического поведения решения на бесконечности.

Созданию быстро сходящихся итерационных процессов при расчетах стационарных магнитных полей с использованием метода вторичных источников были посвящены два доклада (И. Д. Маергойз — Институт кибернетики АН УССР). В первом, посвященном сильно насыщенным магнитным системам, на каждом шаге итераций рассчитывается статическое поле в однородном изотропном пространстве, предполагая известными плотности объемных и поверхностных зарядов внутри ферромагнитной среды и на ее поверхности, рассчитанные по результатам предыдущего приближения. Подобный процесс, реализуемый на каждом шаге по явным формулам, быстро сходится при любом выборе начального приближения. Во втором докладе рассматриваются умеренно насыщенные магнитные системы и используется другой итерационный процесс, в основу которого положен расчет поля в кусочно-однородной изотропной среде, а источниками являются заданные токи, объемные и поверхностные заряды, найденные из предыдущего приближения, а также поверхностные заряды, определяемые по методу вторичных источников. Приведена оценка сходимости метода. Наличие соответствующих программ имеет большое значение для развития электродинамики нелинейных сред.

Оригинальный подход к проблеме приближенного решения уравнений магнитного поля в нелинейных анизотропных средах изложен в выступлении В. Н. Острайко (СЗЭПИ). Для успешного применения этого метода необходима априорная оценка точности некоторых приближенных интегральных параметров поля в произвольной среде. Считая известной геометрическую структуру поля и вводя связанные с ней криво-

линейные координаты, аналитически рассчитываются параметры поля в нелинейной анизотропной среде (с учетом нелинейной тензорной зависимости индукции поля от напряженности).

К конечно-разностным методам или методам конечных элементов для расчета трехмерного электромагнитного поля примыкает новая модификация разработанной ранее методики исследования вихревых токов и потерь в торцевой зоне электрических машин с использованием периодичности составляющих сторонних и вихревых токов по угловой координате (В. Л. Чечурин и В. Д. Варшавский — ЛПИ). В основе расчета лежат допущения об отсутствии осевой составляющей плотности вихревых токов в шихтованном сердечнике статора, нажимной пленке и ее экране, а также равенство нулю радиальной составляющей плотности вихревых токов в тонкостенном проводящем цилиндрическом экране обмотки возбуждения. Благодаря этому удается построить процесс последовательных приближений, на каждом шаге которого сначала определяется магнитное состояние ферромагнитного сердечника статора (векторный магнитный потенциал поля сторонних токов), а затем порознь рассчитываются осевая и радиальная составляющие векторного магнитного потенциала поля вихревых токов в линейной неоднородной среде.

Электромагнитное поле в электрофизической аппаратуре. Важной проблеме расчета уравнений электромагнитного поля в сверхпроводниках было посвящено выступление Ш. И. Лутидзе (ЭНИИ). Предлагается в каждой точке сверхпроводника ввести приближенные нелинейные функциональные зависимости удельного сопротивления и магнитной проницаемости от индукции магнитного поля и плотности тока. Такой подход имеет целью свести задачу расчета электромагнитного поля к решению уравнений Максвелла с учетом традиционно рассматриваемых соотношений, связывающих между собой значения векторов поля в каждой точке пространства. Как частные случаи получены известные математические модели электромагнитного поля в сверхпроводниках (уравнения Лондонов для сверхпроводников 1-го рода, модели Бина, Кима и др. для сверхпроводников 2-го рода).

С помощью программы, реализующей метод конечных разностей, исследовались особенности формирования полоидальных полей в термоядерных установках типа Токамак (Э. Н. Бондарчук, Н. И. Дойников, Г. М. Шмалько — НИИЭФА). Приведены результаты численного моделирования квазистационарного равновесия плазменного шнура без ограничений на форму сечения и распределение плотности продольного тока с учетом влияния, оказываемого на полоидальное поле ферромагнитными массами и сверхпроводящей торoidalной обмоткой.

При исследовании резкого поверхностного эффекта в системах массивных проводников (В. М. Михайлов — ХПИ) рассмотрены интеграло-дифференциальные уравнения, описывающие переходный процесс в контурах, включающих проводники, источник и нагрузку, которые сведены либо к интегральным уравнениям Фредгольма 2-го рода на каждом слое временной сетки, либо к системе обыкновенных дифференциальных уравнений относительно значений плотностей простых слоев тока на пространственной сетке. Неустойчивость численного решения, обусловленная малым проникновением поля в глубь проводника, преодолевается введением параметра регуляризации, подбираемого эмпирически из условия гладкости решения.

В докладе, посвященном расчету сил, действующих на проводящие оболочки в стационарном и импульсном магнитном поле (Б. Э. Фридман — ВПТИЭлектро), приведены выражения для поверхностных электродинамических сил и изгибающихся моментов. Рассматриваются стационарные и переходные электромагнитные процессы, в частности, в том случае когда длительность импульсного магнитного поля существенно меньше интервала времени, характерного для протекания механических процессов деформации оболочки, при этом импульсы поверхностных электродинамических нагрузок вычисляются с использованием преобразования Фурье.

Два доклада были посвящены методике синтеза конфигурации обмотки возбуждения криотурбогенератора (Е. К. Кошурников — ВНИИЭлектромаш). В первом поставлена задача нахождения оптимальных геометрических размеров модулей обмотки возбуждения криотурбогенератора с целью уменьшения высших гармоник в кривой э. д. с. генератора и повышения устойчивости работы магнитной системы в переходных режимах. Синтезируется поперечное сечение обмотки возбуждения в предположении периодичности поля по угловой координате и его плоскопараллельности в пазовой части машины.

Поперечные размеры модулей определяются с использованием выражений для гармонического состава поля системы прямоугольных токовых блоков из условия отсутствия высших гармоник в радиальной составляющей индукции в области статорной обмотки и на внутренней поверхности обмотки возбуждения. Уточняется конфигурация лобовых частей сверхпроводящей обмотки возбуждения, для чего методом вторичных источников проводится расчет трехмерного магнитного поля криотурбогенератора, описанный во втором докладе. Результатирующее магнитное поле представлено в виде суммы вихревого поля, создаваемого обмоткой возбуждения, и поля, создаваемого намагниченностью ферромагнитных элементов. В качестве вторичных источников на поверхности раздела сред введен простой слой магнитных зарядов, т. е. магнитная проницаемость ферромагнитных элементов принята постоянной. Другим допущением является то, что используется лишь первая гармоническая составляющая поля намагниченности в разложении по угловой координате.

Электромагнитное поле в кусочно-неоднородной и анизотропной среде. К проблеме моделирования вихревого поля, создаваемого обмоткой возбуждения криотурбогенератора без учета неоднородности среды, примыкает сообщение о расчете трехмерных магнитных полей катушек сложной конфигурации (К. Е. Генидзе — ВНИИЭлектромаш). В приведенном алгоритме использован принцип суперпозиции полей отдельных прямолинейных и закругленных элементов, причем расчет поля каждого простейшего элемента проводится в преобразованных координатах.

Новые аналитические методы расчета плоскопараллельных электрических и магнитостатических полей изложены в докладе А. И. Князя (Одесса, ОЭТИС). Используется преобразование координат, задаваемое с помощью специально подобранных комплексных координатных функций. В отличие от традиционно применяемых конформных отображений областей, ограниченных идеальными проводниками и ферромагнитиками, рассматриваются отображения на всей плоскости комплексного переменного. Показано, как подобрать многогранную функцию комплексного переменного, чтобы заданную криволинейную границу раздела сред включить в состав ортогональной сетки, соответствующей новой системе криволинейных координат. Тем самым исходная задача сводится к известной задаче с границами раздела сред в виде параллельных прямых. В случае неоднородно-анизотропной среды для некоторых функциональных (скалярных или тензорных) представлений зависимости характеристик среды от координат рассматриваемая электромагнитная задача формулируется как граничная задача теории аналитических функций, и ее решение ищется в виде потенциала слоя вторичных источников, размещаемых на прямолинейных границах. В ряде случаев соответствующие интегральные уравнения имеют ядра разностного типа, что допускает решение с помощью интегрального преобразования Фурье.

Пространственный операторный метод решения применен для расчета электромагнитных режимов в системе «катушки — металлический экран прямоугольного сечения» (Э. А. Мирович, К. М. Васильев — ЭНИИ). В первой части приводится численный алгоритм решения полевой задачи об установившемся синусоидальном электромагнитном поле внутри проводника прямоугольного сечения. Он основан на представлении искомых функций в виде рядов Фурье по пространству и реализует процесс последовательных приближений, на каждом шаге которого рассчитываются поправки к напряженности поля вихревых токов на границах проводника, выраженные через соответствующие поправки к напряженности поля, найденные на предыдущем шаге. Во второй части доклада дано решение общей задачи о произвольном переходном процессе в электрической цепи, включающей многосекционную катушку и систему проводящих экранов. С помощью матрицы соединений электрической цепи оно сведено к расчету полевой задачи об установившемся синусоидальном электромагнитном поле в катушке и экране с заданными значениями токов, представляющей большой интерес для электроэнергетики.

Приближенные аналитические методы использованы при исследовании распределения индукции у поверхности проводящего дискового экрана в поле катушки с током, подключенной к мощной конденсаторной батарее (А. М. Сегаль — СЗЗПИ). В предположении бесконечно большого радиуса диска аналитически рассчитано поле катушки вблизи экрана и определена оптимальная геометрия катушки — индуктора. Для оценки влияния конечных размеров радиуса дискового экрана

получено приближенное аналитическое выражение для индукции у поверхности диска, помещенного в поле витка.

Эффект близости, поверхностный эффект, токопроводы. Влияние различных параметров на токораспределение в шинах прямоугольного сечения, ширина которых значительно превышает толщину, оценивается с помощью приближенных аналитических выражений (О. Б. Брон, А. М. Сегаль — СЭЗПИ). Предложенная методика реализует несколько этапов процесса последовательных приближений при использовании допущения о равномерном распределении плотности тока по толщине шины.

При исследовании распределения переменных токов между параллельными контактами электрических аппаратов (О. Б. Брон, И. С. Мисайловский — СЭЗПИ) на основании ряда упрощающих допущений (считая известными зависимости распределения плотности тока в токопроводах прямоугольного сечения) параметры соответствующих ламелей рассчитываются с использованием электрической схемы замещения рассматриваемой системы контактов.

На заседании была проведена оживленная дискуссия, в ходе которой по некоторым докладам были высказаны замечания. Подводя итоги заседания секции, выступили д. т. и., проф. Э. А. Меерович и чл.-корр. АН СССР К. С. Демирчян.

Принято следующее решение:

1. За истекший период был достигнут значительный прогресс в развитии методов расчета электродинамических режимов сложных электроэнергетических устройств с применением нелинейных неоднородных и анизотропных сред.

2. Практика применения ЭВМ для решения сложных полевых задач получила значительное развитие; в настоящее время уже разработаны альтернативные методы расчета. Таким образом, задача заключается в выборе наиболее эффективных и экономичных методов применения машин для расчета полей.

3. Считать необходимой разработку стандартных тестовых задач, чтобы в каждом конкретном случае можно было выбрать наиболее быстро сходящуюся процедуру счета с наименьшей затратой машинного времени и времени составления конкретных программ.

4. Отметить большое информативное значение проведенной сессии и считать желательным проводить аналогичные заседания ежегодно с привлечением наибольшего числа заинтересованных организаций. Информацию о днях заседаний целесообразно публиковать в технических журналах.

5. Отметить необходимость проведения специального заседания секции II для исследования вопросов сходимости при расчетах на ЭВМ стационарных электромагнитных полей.

6. Считать необходимым проведение заседания секции II для более подробного рассмотрения вопросов исследования электромагнитных полей в электрофизической аппаратуре, используемой в установках термоядерного синтеза.

7. Осветить результаты заседаний в журналах «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт» и «Электричество».

От секретариата заседания ВАСИЛЬЕВ К. М.

V НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ПО ЭНЕРГЕТИКЕ ВЫСШЕЙ ИНЖЕНЕРНОЙ ШКОЛЫ г. ЦИТТАУ (ГДР)

По случаю 30-й годовщины основания Германской Демократической Республики и 10-й годовщины создания Высшей инженерной школы г. Циттау с 14 по 16 ноября 1979 г. состоится V Научная конференция по энергетике в г. Циттау. Тема конференции: «Рациональное предоставление и использование энергии».

Данная конференция, как и предыдущие, будет проводиться с участием зарубежных гостей. В первой половине дня 14 ноября 1979 г. состоится пленарное заседание. Затем будут проводиться обсуждения в пяти работающих параллельно секциях:

1. Управление и планирование научно-технического прогресса в энергетике.

2. Результаты и проблемы научно-технического прогресса в технике электрических станций.

3. Рационализация планирования и ведения эксплуатации электроэнергетических систем путем применения ЭВМ.

4. Экономия топлива путем использования вторичной энергии и энергии из окружающей среды.

5. Определение сроков и объема технического обслуживания энергоустановок.

Ответственным за подготовку и проведение конференции является проректор по естественным наукам и технике Высшей инженерной школы проф., д. е. н. Г. Шуманн (88, Циттау, Теодор — Кернер — Алле, 16). Заинтересованные лица могут направить по этому адресу заявки о получении приглашения и дополнительной информации.

Как и на предыдущих конференциях, будут проводиться вечерние научные мероприятия. Более подробная информация указывается в приглашении или может быть запрошена непосредственно у организаторов.

АЛЕКСЕЙ МИХАЙЛОВИЧ ФЕДОСЕЕВ

(К 75-летию со дня рождения)

В июне с. г. исполняется 75 лет со дня рождения и 50 лет инженерной, научно-педагогической и общественной деятельности лауреата Ленинской и Государственной премий, доктора технических наук, заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, профессора Федосеева Алексея Михайловича — крупного ученого в области релейной защиты и автоматизации энергетических систем, заведующего кафедрой автоматизации и релейной защиты энергетических систем Московского ордена Ленина энергетического института.

После окончания МВТУ в 1929 г. А. М. Федосеев был направлен в проектный отдел Энергостроя, где с первых шагов инженерной деятельности ему было поручено организовать коллектив для разработки вопросов релейной защиты и автоматики электрических станций, подстанций и электрических сетей высокого напряжения. Незаурядные способности А. М. Федосеева способствовали успешному развитию этого направления энергетики и воспитанию высококвалифицированных кадров. По инициативе А. М. Федосеева руководимый им коллектив, помимо релейной защиты и системной автоматики, стал заниматься и решением проблем устойчивости и моделирования.

Более 35 лет А. М. Федосеев руководил такими работами в Теплоэлектропроекте, а затем в Энергосети проекте, содействуя созданию отечественного релестроения, выпуску оригинальных устройств релейной защиты и автоматики для электропередач высокого и сверхвысокого напряжения. В области моделирования энергосистем под его руководством разработаны совершенные расчетные средства, позволившие повысить не только уровень проектирования и эксплуатации, а также существенно ограничить трудозатраты на производство расчетов.

За участие в этих работах А. М. Федосеев в 1947 г. был удостоен звания лауреата Государственной премии.

Успешное решение проблемы создания электропередач большой протяженности сверхвысоких напряжений потребовало разработки нового оригиналь-



ного комплекса релейной защиты и автоматики. В результате творческой деятельности А. М. Федосеева, руководимого им коллектива и других организаций такой комплекс был создан; его использование позволило обеспечить бесперебойную работу энергетических систем СССР и ряда стран. За участие в работе по созданию и внедрению комплекса релейной защиты и автоматики дальних электропередач напряжением 500 кВ А. М. Федосеев в 1964 г. был удостоен звания лауреата Ленинской премии.

Очень большой личный вклад внес А. М. Федосеев в исследования и разработку релейной защиты и автоматики на интегральных микросхемах для электропередач напряжением 500—1150 кВ.

Успешной педагогической работе А. М. Федосеева, которую он ведет с 1931 г., в немалой степени способствовали его высокие общечеловеческие черты — принципиальность, отзывчивость, готовность щедро делиться своими знаниями и богатым опытом. При его непосредственном участии в институте была основана в 1942 г. кафедра автоматизации и релейной защиты энергетических систем, на которой подготовлено большое количество специалистов и научных работников, создан ряд фундаментальных трудов, обобщающих теорию и практику релейной защиты, вы-

полнены научно-исследовательские работы, представляющие большую научную и практическую ценность.

А. М. Федосеев является автором многочисленных печатных трудов, посвященных теории и практике релейной защиты. Ценным вкладом в отечественную и мировую электротехническую литературу является его книга «Основы релейной защиты». В 1976 г. издана новая фундаментальная работа А. М. Федосеева «Релейная защита электрических систем». Задуманная как учебник для студентов вузов, эта книга оказалась исключительно полезной специалистам и научным работникам, занятым в области релейной защиты и автоматики.

Труды А. М. Федосеева, на основе которых создана советская школа релейной защиты, и его деятельность в качестве председателя советского национального Технического комитета по релейной защите МЭК и СИГРЭ способствовали широкой известности и признанию достижений нашей страны в области релейной защиты.

В последние годы А. М. Федосеев много внимания уделяет подготовке научных кадров для Советского Союза, стран народной демократии и развивающихся стран. Он ведет большую общественную работу: возглавляет Научно-техническую комиссию по разработке предложений о создании и внедрении новых устройств релейной защиты в энергетических системах в ГКНТ СССР, является председателем Московского правления НТОЭ и ЭП, членом ВСНТО, членом Технического совета Минэнерго СССР и советов других министерств. В течение многих лет А. М. Федосеев активно сотрудничает в редколлегии журнала «Электричество».

За большой личный вклад в развитие энергетики Советского Союза, организацию научных исследований, воспитание научных и инженерных кадров А. М. Федосеев награжден орденом Ленина, орденом Трудового Красного Знамени, двумя орденами «Знак Почета» и медалями.

Редакция и редколлегия журнала «Электричество»,
группа товарищей



БОРИС ФЕДОРОВИЧ ТОКАРЕВ

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения и 35 лет научной и педагогической деятельности доктора технических наук, профессора Бориса Федоровича Токарева, научная и педагогическая деятельность которого неразрывно связана с кафедрой электрических машин Московского энергетического института.

После успешного окончания МЭИ Б. Ф. Токарев был оставлен на кафедре, где прошел путь от ассистента до профессора. В 1953 г. он защитил кандидатскую диссертацию, а в 1970 г. — докторскую.

Педагогическая деятельность Б. Ф. Токарева связана с разработкой и совершенствованием методики преподавания курсов по электрическим машинам. Лекции, читаемые им, отличаются ясностью изложения, доходчивостью и с интересом воспринимаются студенческой аудиторией. За плодотворную педагогическую деятельность Б. Ф. Токареву в 1971 г. было присвоено ученое звание профессора.



В широких научных кругах он известен как специалист по машинам постоянного тока, его научная деятель-

ность тесно связана с промышленностью. Он постоянно консультирует работников заводов и НИИ по вопросам теории, расчета и конструирования электрических машин, является членом Технико-экономического совета по машинам постоянного тока ВПО «Союзэлектроагрегат».

Научно-исследовательские работы, проведенные под руководством Б. Ф. Токарева, оказали помощь в разработке ряда новых специальных машин постоянного тока. Им опубликовано 65 научных работ, в том числе монография и учебные пособия, получено 6 авторских свидетельств.

Б. Ф. Токарев ведет большую общественно-научную работу. Он является заместителем председателя секции электрических машин Московского отделения НТОЭ и ЭП, а также членом НТС Минвуза СССР «Исследование и освоение Мирового океана». За плодотворную деятельность Б. Ф. Токарев награжден медалями.

Группа товарищей

АНАТОЛИЙ ДМИТРИЕВИЧ ПОЗДЕЕВ

(К 50-летию со дня рождения)

12 марта с. г. исполнилось 50 лет директору Всесоюзного научно-исследовательского института релестроения, доктору технических наук Анатолию Дмитриевичу Поздееву.

А. Д. Поздеев родился в с. Богородском Варнавинского района Горьковской области; трудовую деятельность начал в 1952 г. после окончания Горьковского института инженеров водного транспорта на Волго-Донском судоходном канале им. В. И. Ленина дежурным инженером, затем старшим инженером и заведующим лабораторией автоматики и телемеханики.

В 1955—1959 гг. А. Д. Поздеев учился в аспирантуре при кафедре «Электрооборудование промпредприятий» Харьковского политехнического института, после окончания которой защитил кандидатскую диссертацию.

С 1959 г. А. Д. Поздеев работал начальником отдела электропривода в специальном конструкторском бюро Госкомитета по машиностроению при Госплане СССР в Ульяновске. В этот период он становится одним из ведущих специалистов страны в области электрооборудования металлорежущих станков. Под его руководством были выполнены проекты электрооборудования для нескольких серий тяжелых и уникальных металлорежущих станков.

С 1965 г. производственная и научная деятельность Анатолия Дмитриеви-



ча связана с Всесоюзным научно-исследовательским институтом релестроения в Чебоксарах, где он работает начальником отдела электропривода, заместителем директора по научной работе, а с 1971 г. директором. На всех этапах деятельности он проявил себя как энергичный, широкоэрудированный специалист, хороший организатор, требовательный к себе и к подчиненным, умело сочетающий научную глубину разработок с их целевой практической направленностью.

Являясь главным конструктором МЭТП по электрооборудованию для станкостроения, А. Д. Поздеев много внимания уделяет вопросам создания новых электротехнических изделий, отвечающих современным техническим требованиям.

Научная деятельность А. Д. Поздеева посвящена широкому комплексу вопросов создания высокоточных быстродействующих вентильных электроприводов для станкостроения и других отраслей промышленности. В 1976 г. он защитил докторскую диссертацию на тему «Специальные вопросы динамики вентильных электроприводов постоянного тока».

Много сил А. Д. Поздеев уделяет воспитанию высококвалифицированных кадров: при Чувашском госуниверситете им. И. Н. Ульянова он ведет курс лекций по электрооборудованию металлорежущих станков.

Список научных трудов А. Д. Поздеева составляет 110 наименований. Он является заслуженным изобретателем Чувашской АССР.

Член КПСС с 1953 г., А. Д. Поздеев сочетает большую административную, научно-педагогическую деятельность с активной партийной и общественной работой в качестве депутата Горсовета, члена Чувашского областного комитета КПСС. Имеет правительственные награды.

Группа товарищей



Уважаемые читатели!

Издательство «Энергия» подготовило аннотированный план выпуска литературы на 1980 г., в который включены книги, освещающие актуальные вопросы развития энергетики.

Ряд книг создан впервые, другие переиздаются по многочисленным просьбам читателей. Из таких книг, включенных в план 1980 г., издательство рекомендует обратить особое внимание на следующие книги:

Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. Учебное пособие для вузов. 1980 (IV кв.) — 66 л., ил. — В пер.: 2 р. 70 к.

Учебное пособие написано известным ученым в области электрических машин, доктором технических наук профессором Московского энергетического института.

В книге рассматриваются принципы устройства и основные вопросы теории и конструкции электрических машин, производится анализ уставновившихся и переходных процессов в электрических машинах.

В книге теория электрических машин построена на основе общей теории электромеханического преобразования энергии, более строго, чем это делалось ранее, обоснованы основные энергетические соотношения (мощность, потери и др.), более детально рассмотрены особенности потоков энергии в машине, классифицированы части машины по роли, которую они играют в процессе преобразования энергии, и, наконец, приведено в соответствие с современными физическими трактованиями изложение процессов индуктирования электродвигущих сил и образования электромагнитных сил. При этом особое внимание уделено анализу энергетических соотношений в машинах и их параметров, что является большим достоинством этой книги по сравнению с ранее изданными учебниками по электрическим машинам.

Книга предназначена в качестве учебного пособия для студентов электромеханических и электроэнергетических специальностей электротехнических и энергетических вузов и факультетов наряду с такими известными учебниками: Г. Н. Петров «Электрические машины», А. И. Вольдек «Электрические машины». Она может быть также использована инженерами электротехнических специальностей.

Асинхронные двигатели общего назначения/ Под ред. В. Н. Петрова, А. Э. Кравчука. — 1980 (II кв.) — 46 л., ил. — В пер.: 2 р. 40 к.

Асинхронные двигатели являются наиболее массовыми электрическими машинами, составляющими основу большинства электроприводов, а также наиболее крупными потребителями электроэнергии. Поэтому создание высокоеэкономичных серий асинхронных двигателей является большой народнохозяйственной задачей.

В данной книге, написанной ведущими специалистами головного института по проектированию асинхронных двигателей общего назначения — НИПТИЭМ, обобщен большой опыт по созданию современных серий низковольтных асинхронных двигателей общего применения.

Достоинством книги является то, что в ней впервые в технической литературе показан системный подход к решению такой большой комплексной задачи, как создание серий асинхронных двигателей.

В книге освещены вопросы разработки технических требований к серии асинхронных двигателей, исходя из современных и перспективных требований эксплуатации, производства, национальных и международных стандартов (гл. 1).

Выбору исходных данных и вопросам оптимального проектирования посвящены гл. 2 и 3. Глава 4 освещает вопросы проектирования обмоток асинхронных двигателей. В главах 5—13 изложены методы расчетов, проводимых при проектировании и исследовании асинхронных двигателей. Глава 15 на примере серии 4А дает представление о современной серии асинхронных двигателей — ее структуре, технических данных конструкции и технологии производства.

Книга предназначена для инженеров, занимающихся проектированием, эксплуатацией и ремонтом асинхронных двигателей.

Постоянные магниты: Справочник/ Под ред. Ю. М. Пятина. — 2-е изд. перераб. и доп. — 1980 (I кв.) — 30 л., ил. — В пер.: 1 р. 80 к.

В справочнике приведены материалы, необходимые для проектирования постоянных магнитов и их магнитной и механической арматуры. Приведены сведения о параметрах и характеристиках магнитотвердых материалов, о нормальных рядах постоянных магнитов и систем с постоянными магнитами по данным действующих в СССР нормативных документов. Изложены основы расчета магнитных систем с постоянными магнитами. Описана технология магнитотвердых материалов и даны рекомендации по их применению. Первое издание вышло в 1971 г.

Новое издание дополнено материалами по технологии изготовления магнитов из редкоземельных материалов, магнитной и технической арматуре постоянных магнитов, намагничиванию постоянных магнитов, измерению параметров постоянных магнитов, а также сведениями об измерительной аппаратуре.

Авторский коллектив, руководимый проф. Ю. М. Пятиным, создал существенно переработанную и дополненную, по сравнению с первым изданием, книгу, не имеющую аналогов в отечественной литературе и представляющую несомненную ценность для широкого круга специалистов.

Справочник рассчитан на инженерно-технических работников, занимающихся вопросами изготовления, расчета и проектирования постоянных магнитов во всех областях их применения.

О других книгах издательства «Энергия» по интересующей Вас тематике Вы можете узнать из тематического плана издательства, который поступит во все магазины технической книги в III кв. 1979 г.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларинов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Слежановский А. А., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федореев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (редактор отдела), А. Б. Желдыбин

Адреса редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

101000, Москва, Главный почтамт, абонентский ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 16.04.79
Усл. печ. л. 10,0

Подписано в печать 31.05.79
Уч.-изд. л. 12,47

Т-11233

Формат 60×90^{1/8}
Тираж 8646

Печать высокая
Заказ 124

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

СОДЕРЖАНИЕ

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ	
Саламатов И. А., Игуменщев В. А., Коваленко Ю. П.— Определение потерь электроэнергии при оптимизации режимов электроснабжения промышленных предприятий	52
Курилович Л. В., Ронжин А. А., Чистиков А. А., Рябов Е. В., Хуторецкий Г. М.— Механические характеристики статора турбогенераторов серии ТВВ мощностью 165—1200 МВт	54
Веселова О. В., Ковальев Г. А., Кильдишев В. С.— О коммутационных перенапряжениях и потерях в выпрямителе многофазного бесщеточного возбудителя	57
Каганов З. Г.— Аппроксимация характеристик изоляции электрических машин	61
СООБЩЕНИЯ	
Сыромятников С. Ю.— Применение метода критериального планирования экспериментов для оценки допустимости упрощений в математическом описании переходных процессов в электрических системах	64
Рубанович С. Г., Чатинян Ю. С.— О протекании во времени теплового пробоя конденсатора	66
Попов С. Г.— Неканонические гармоники напряжения тиристорного преобразователя	69
ХРОНИКА	
	72

CONTENTS

The Development of Electric Machine and Transformer Theory in the Works of G. N. Petrov — A. V. Ivanov-Smolenski, I. P. Kopilov, P. M. Tikhomirov	1
Calculating the Steady State and Steady-State Stability of Power Systems With Account Taken of Frequency Change — A. H. Kaljudjny	4
Quantified Optimization of the Network in an Independent Power System — V. I. Kriiventsev, V. V. Novikov	9
Compensation of Losses and Voltage Unbalance by Series Capacitors With Mutual Coupling Between the Conductors — V. S. Sinyev	13
A Study of Steady-State Electromagnetic Conditions in Conductors With Screening of the Individual Phases — E. A. Meyerovitch, A. I. Saparov	19
Application of Graphs for Building the Structural Diagram of a Network — A. A. Russkikh, B. F. Scherbakov	23
On Methods for Forming the Matrix Equations of Electronic Circuits — A. I. Knyaz	29
Principles for the Synthesis of Non-Linear Cascade Equivalent Circuits for Electrical Machines — A. I. Inkin, U. G. Buchgoltz	33
The Quasi-Steady-State of an Inductosyn — L. N. Saphonov, Prokhorov B. N.	37
Improvements in the Windings of Multi-Speed Induction Motors — A. A. Dartau	41
Calculating the Heating of Induction Motor Windings During Starting — M. A. Chertkov	48

FROM OPERATING EXPERIENCE	
Determining Energy Losses in Optimizing Industrial Power Supply Conditions — I. A. Salamatov, V. A. Igumenshev, U. P. Kovalenko	52
Mechanical Characteristics of the Stator in Series TBB Turbogenerators of 165 to 1200 MW. — L. V. Kurilovitch, A. A. Rondjin, A. A. Chistikov, E. V. Ryabov, G. M. Khutoretski	54
On Switching Surges and Losses in the Rectifier of a Multi-Phase Brushless Exciter — O. V. Veselova, G. A. Kovalkov, V. S. Kildishev	57
Approximating the Characteristics of Electric Machine Insulation — Z. G. Kaganov	61
REPORTS	
Application of a Criterial Experiment Planning Method for Determining the Permissibility of Simplifying the Mathematical Description of Power System Transients — S. U. Sromiatnikov	64
On the Thermal Breakdown Process in a Capacitor — S. G. Rubanovitch, U. S. Chatinian	66
Non-Canonical Harmonics in the Voltage of a Thyristor Converter — S. G. Popov	69
CHRONICLE	
	72

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.311.016.351.001.24

Методические основы расчета режимов и статической устойчивости электроэнергетических систем с учетом изменения частоты.
Калюжный А. Х. — «Электричество», 1979, № 6.
Рассмотрены методические вопросы расчета установившихся режимов и проверки их устойчивости с учетом изменения частоты. Выбран критерий апериодической устойчивости. Даны рекомендации по определению запаса статической устойчивости. Рассмотрены предельные режимы при наличии врачающихся резервов и возникновении дефицита мощности. Даны рекомендации по анализу последовательных режимов при возникновении небалансов мощности. Рекомендован инженерный метод выявления слабых звеньев в энергосистеме. Библ. 7.

УДК [621.316.174:629.13].001.24

Алгоритм дискретной оптимизации электрической сети автономной электроэнергетической системы. Кривенцев В. И., Новиков В. В. — «Электричество», 1979, № 6.

Рассмотрен алгоритм дискретной оптимизации электрической сети автономной системы подвижных объектов. Электрическая сеть оптимизируется по критерию экономической эффективности при соблюдении ограничений на допустимую и экономическую потерю напряжения и на защиту проводов предохранителями или автоматами. На основе этих алгоритмов разработана программа автоматизированного проектирования оптимальной электрической сети на ЦВМ с учетом дискретной шкалы стандартных сечений проводов. Библ. 6.

УДК 621.316.722

Компенсация потерь и несимметрии напряжения последовательно включенными конденсаторами с междупроводной магнитной связью. Синев В. С. — «Электричество», 1979, № 6.

Дан краткий обзор устройств последовательного включения, снижающих колебания, отключения и несимметрию напряжения. Приведена методика синтеза устройства для симметрирования напряжения в случае комплексного электроснабжения одно- и трехфазных потребителей. Рассмотрены варианты схем устройств для тяговых подстанций с трех- и однофазными трансформаторами. Библ. 14.

УДК 621.316.35.001.6

Исследование установившихся электромагнитных режимов в полофазно-экранированных токопроводах. Меровиц Э. А., Сапаров А. И. — «Электричество», 1979, № 6.

Приведены результаты экспериментального исследования полофазно-экранированного токопровода ТЭН-300 в стационарном режиме для трех схем соединения экранов: секционированных, короткозамкнутых и соединенных через нелинейные реакторы. Показано, что для экспериментального определения продольных токов экранов можно основываться на теореме об эквивалентном генераторе. Предлагается эквивалентная схема замещения экранов для определения продольных токов при стационарном режиме. Библ. 4.

УДК 621.372.001.57

Получение структурной схемы электрической цепи с помощью графов. Русских А. А., Щербаков Б. Ф. — «Электричество», 1979, № 6.

С помощью метода переменных состояния с использованием графов разработан способ получения аналоговых структурных схем электрических цепей с минимальным количеством операционных усилителей без дифференциальных блоков и алгебраических контуров. Разработан алгоритм преобразования (для схем с неправильной структурой) и минимизации матриц главных сечений и контуров, а также алгоритм формирования вентильных матриц. Совокупность алгоритмов позволяет машинизировать процедуру получения структурной схемы электрической цепи. Библ. 3.

УДК 621.396.6.001.24

О методах формирования матричных уравнений электронных схем. Князь А. И. — «Электричество», 1979, № 6.

Рассмотрены особенности расчета высокочастотных электронных схем. Предложены два метода формирования матричных уравнений линейных схем. Библ. 4.

УДК 621.313.333.012.8

Принципы синтезирования нелинейных каскадных схем замещения электрической машины. Инкин А. И., Бухгольц Ю. Г. — «Электричество», 1979, № 6.

С использованием понятий об условно-нелинейных средах и комплексной магнитной проницаемости разработаны принципы синтезирования нелинейных каскадных схем замещения неявнополюсных электрических машин. Предлагаемые схемы замещения позволяют учиться с большей достоверностью влияние насыщения и распределения потерь в стали на реальное распределение магнитного поля и характеристики машины в различных режимах работы. Библ. 9.

УДК 62-187.4:621.3.049.75.001.24

Квазистационарный режим индуктосина. Сафонов Л. Н., Прокоров В. Н. — «Электричество», 1979, № 6.

В статье рассмотрен квазистационарный режим индуктосина до частот порядка 200–300 кГц. Даны формулы для расчета распределения функции плотности тока и фазового сдвига рабочей составляющей индукции в функции координаты по зазору. Библ. 6.

УДК 621.313.33

Усовершенствование обмоток многоскоростных асинхронных двигателей. Дартау А. А. — «Электричество», 1979, № 6.

Предлагается универсальный метод составления схем целых многоскоростных, многофазных обмоток, основанный на использовании свойств звезды м. д. с. и рациональном выборе состава фазы связанный с идеями полюсно-амплитудной и фазной модуляции. Показано, что предлагаемые обмотки обладают наилучшим из числа возможных гармоническим составом м. д. с. Предлагаются системные нотации соединений обмоток в форме числовых рядов и формул служащих для их составления, а также метод гармонического анализа м. д. с. обмоток, основанный на использовании обмоточных формул. Библ. 6.

УДК 621.313.333.07.71.001.24

Расчет нагрева обмоток асинхронного двигателя при пуске. Чертков М. А. — «Электричество», 1979, № 6.

Приведены методы расчета нагрева обмоток асинхронного двигателя при тяжелом пуске с учетом влияния теплоподачи соседним телам и изменения мощности тепловыделения в связи с эффектом вытеснения тока в стержнях ротора. На основе анализа на ЦВМ даны более простые формулы с использованием только каталоговых данных. Библ. 8.

УДК 621.313.322-81.012.7.001.4

Механические характеристики статора турбогенераторов серии ТВВ мощностью 165–1200 МВт. Курилович Л. В., Ронжин А. А., Рябов Е. В., Хуторецкий Г. М., Чистиков А. А. — «Электричество», 1979, № 6.

Обобщены результаты экспериментального изучения вибрационных характеристик и механических параметров сердечника, обмотки и корпуса турбогенераторов серии ТВВ мощностью 165–1200 МВт. Показано, что конструктивные узлы статора генераторов ТВВ в нормальных и переходных режимах обладают достаточной вибростойчивостью: вибрации обмотки при номинальной нагрузке не превышают 120 мкм, сердечника — 50 мкм, запасы динамической прочности узлов креплений и подвески составляют 1,2–1,4. Конструктивные решения генераторов ТВВ обеспечивают стабильность вибраций статора в процессе длительной эксплуатации. Библ. 10.

УДК [621.316.126:621.314.622.015.38].001.24

О коммутационных перенапряжениях и потерях в выпрямителе многофазного бесщеточного возбудителя. Веселова О. В., Кильдишев В. С., Ковалев Г. А. — «Электричество», 1979, № 6.

На примере многофазного бесщеточного возбудителя для турбогенератора 300 МВт изложена методика уточненного расчета коммутационных перенапряжений и потерь в выпрямителе, основанная на учете переменного сопротивления вентиля в процессе его запирания и использования эксперимента для коррекции счета. Показана необходимость учета потерь на запирание при проектировании вентилей выпрямителей. Библ. 12.

УДК 621.313.048.012.001.24

Аппроксимация характеристик изоляции электрических машин. Каганов З. Г. — «Электричество», 1979, № 6.

Показано, что для корпусной изоляции на основе слюды можно рассчитывать интегральные кривые вероятности пробоя, при этом используются: константа диэлектрика, геометрия паза и законы распределения — нормальный и экстремальный. Результаты расчетов совпадают с экспериментальными данными других авторов с ГОСТ 183-66. Подвергнуты анализу следующие виды изоляции: микаелентная компаундированная, слюдотерм, монолит-2. Библ. 12.

УДК 621.311.018.782.3.001.24

Применение метода критериального планирования эксперимента для оценки допустимости упрощений в математическом описании переходных процессов в электрических системах. Сыромятников С. Ю. — «Электричество», 1979, № 6.

Для повышения общности выводов о допустимости отображения того или иного фактора при математическом описании переходных процессов предлагается получать выражения, связывающие ошибки в значениях параметров режима со значениями критерия подобия, составленных из параметров системы. Рассматривается менение этого подхода к оценке влияния неучета переходных процессов в обмотке ротора асинхронного двигателя при расчете пуска от шин неизмененного напряжения на значения максимального момента и времени пуска. Библ. 3.

УДК 621.314.632

Неканонические гармоники напряжения тиристорного преобразователя. Попов С. Г. — «Электричество», 1979, № 6.

Рассматриваются неканонические гармоники в выпрямителе с вентильного преобразователя при несимметрии питающих его напряжений. При выделении из выходной э. д. с. составляющих, в которых содержится информация о неканонических гармониках, с последующим применением преобразования Фурье, получены строгие аналитические формулы для определения комплексных амплитуд неканонических гармоник. Библ. 4.