

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

*Да здравствует 61-я годовщина
Великой Октябрьской социалистической революции!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 61-й годовщине Великой
Октябрьской социалистической революции)

1978



• ЭНЕРГИЯ •

11

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

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

11
1978
НОЯБРЬ

*Да здравствует Ленинский комсомол—надежный
помощник и боевой резерв Коммунистической партии,
передовой отряд молодых строителей коммунизма!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 61-й годовщине Великой
Октябрьской социалистической революции)

УДК 621.311(47)

Ленинский комсомол—шеф электрификации СССР

(К 60-летию ВЛКСМ)

СТЕКЛОВ В. Ю., ГРУДИНСКИЙ П. Г.

Молодежь и весь советский народ торжественно отметили шестидесятилетие Ленинского комсомола — верного помощника Коммунистической партии.

В суровые годы гражданской и Великой Отечественной войн, в период индустриализации и коллективизации страны, в трудное зремя восстановления разрушенного врагом народного хозяйства и в период развернутого строительства коммунистического общества комсомолы и молодежь показывали мужество и героизм, демонстрировали беззаветную преданность Родине и Коммунистической партии, вносили в порученное дело молодой задор, романтический порыв, творческий энтузиазм.

Одним из наиболее важных участков комсомольской работы явилось шефство над электрификацией страны. В. И. Ленин придавал огромное значение привлечению молодежи к этой работе. В исторической речи, произнесенной на III съезде РКСМ «Задачи союзов молодежи» 2 октября 1920 г., он ярко обрисовал задачи молодежи в области электрификации, указав на их первостепенное значение.

«Мы знаем,—сказал тогда Владимир Ильич,— что коммунистического общества нельзя построить, если не возродить промышленности и земледелия, причем надо их возродить не по-старому. Надо возродить их на современной, по последнему слову науки построенной основе. Вы знаете, что этой ос-

новой является электричество, что только когда произойдет электрификация всей страны, всех отраслей промышленности и земледелия, когда вы эту задачу освоите, только тогда вы для себя сможете построить то коммунистическое общество, которого не сможет построить старое поколение»¹.

Комсомолы и молодежь горячо откликнулись на эту речь В. И. Ленина. Многие молодые рабочие и крестьяне пошли на строительство первенцев социалистической электрификации — Каширской, Шатурской, Волховской, Губахинской и других электростанций — и линий электропередачи. Работая на предприятиях, выпускающих энергетическое оборудование, молодежь осваивала производство агрегатов, аппаратов и приборов, необходимых для развивающегося энергетического строительства. Была развернута большая работа по электрификации села, где «лампочка Ильича» стала символом культурной революции. Посланцы комсомола по комсомольским путевкам направлялись учиться в энергетические вузы, техникумы, профтехшколы: стране нужны были специалисты-энергетики.

Число комсомольцев на энергетических стройках быстро росло. Если на Волховстрое в 1919 г. было всего 6 комсомольцев, то уже в 1921 г. их число возросло до 300. Несмотря на невероятные трудности, вызванные гражданской войной и импе-

¹ Ленин В. И. Полн. собр. соч., 5-е изд., т. 41, с. 307.

риалистической интервенцией, хозяйственной разрухой и сопротивлением классового врага, скудный паек и неблагоустроенность быта, комсомольцы всегда были впереди, заражая других рабочих своей энергией и энтузиазмом.

Наиболее яркий пример героического труда комсомола и молодежи — строительство Днепровской гидроэлектрической станции. Днепрострой стал символом индустриализации страны, символом первой пятилетки. На берега Днепра пришли сотни, а затем и тысячи юношей и девушек, чтобы помочь быстрее соорудить самую крупную в Европе ГЭС. Если в 1927 г. на Днепрострое работало всего 200 молодых строителей, 80 из которых были комсомольцами, то уже в 1928 г. только комсомольцев стало свыше 1500 человек. Здесь впервые устанавливались мировые рекорды производительности труда, впервые возникло массовое движение ударных бригад, среди которых передовые места занимали комсомольские бригады. Комсомол стал ведущим отрядом днепростроевцев. Всего за пять лет была построена Днепровская ГЭС. Высшей оценкой труда комсомольцев Днепростроя явилось предоставленное комсомольским бригадам бетонщиков Романько, Ткаченко, Ильгова и Макаренко право уложить последний кубометр бетона в днепровскую плотину, а комсомольцу инженеру Раткопу — включить первый ток Днепрогэса.

На Днепрострое, как и на других энергетических объектах, в этот период появились первые инженеры-комсомольцы. Они вносили много нового в отношения между рабочими и инженерно-техническим персоналом, разрушали старые преграды между «спецами» и рабочими, сплачивали их в единый коллектив, живущий задачами стройки. Широко социалистическое соревнование и создание ударных комсомольских бригад. Темпы электростроительства по всей стране нарастали, во многом благодаря участию комсомола.

В декабре 1930 г. страна отметила десятилетний юбилей ленинского плана ГОЭЛРО, который был выполнен в кратчайший из намеченных В. И. Лениным сроков (10—15 лет). Советский Союз стоял на пути дальнейшей электрификации страны, возникали новые, более ответственные задачи, для решения которых было необходимо объединить все усилия, всю творческую инициативу Ленинского комсомола и всей молодежи.

22 декабря 1930 г., в день, когда В. И. Ленин в 1920 г. на VIII Всероссийском съезде Советов назвал план ГОЭЛРО второй программой партии, ЦК ВЛКСМ принял постановление о шефстве комсомола над электрификацией. Первый секретарь ЦК ВЛКСМ А. В. Косарев, объявляя об этом на торжественном заседании, посвященном 10-летию плана ГОЭЛРО, сказал:

«Пусть каждый рабочий, каждый крестьянин нашей страны знает, что в лице комсомольца он найдет самого энергичного, самого лучшего помощника в вопросах выполнения плана электрификации. Шефство комсомола над электрификацией означает, что Ленинский комсомол и руководимая им рабоче-крестьянская молодежь поступает в распоряжение органов промышленности, ведущих электростроительство. Эти органы отныне в лице

Ленинского комсомола получают неиссякаемый источник новых, свежих творческих сил»².

Принятие комсомолом шефства над электрификацией прокомментировал Г. М. Кржижановский: «Это важно, это исключительно важно. Бросить на чашу весов трехмиллионный потенциал молодежной энергии — это значит обеспечить наш выигрыш в соревновании с капитализмом»³.

Для руководства шефской работой при ЦК ВЛКСМ был создан центральный штаб. В него вошли молодые специалисты, комсомольцы: И. А. Будзко, Ф. Л. Вейтков, В. И. Донченко, А. И. Дробышев, Г. Л. Асмолов, М. М. Орахелашвили, С. С. Рокотян. Руководил работой штаба В. Ю. Стеклов, представителем Главэнерго в штабе был Ю. Н. Флаксерман. Все члены штаба стали впоследствии видными руководящими работниками электроэнергетики или крупными учеными. Во многих других городах и национальных республиках были организованы свои штабы. В шефство включились комсомольские организации фабрик и заводов, где развернулась работа по экономии электроэнергии, повышению коэффициента мощности. В сельских местностях комсомольцы стали инициаторами внедрения электрификации в производственные процессы сельского хозяйства. Комсомольцы электротехнической промышленности и энергомашиностроения взяли под особый контроль выполнение заказов энергетиков, добываясь досрочной поставки оборудования.

Широко развернулась пропаганда идей электрификации. «Комсомольская правда» регулярно освещала работу комсомола по электрификации. Начал издаваться журнал «Комсомол и электрификация». Создавались документальные фильмы на эту тему.

В 1934 г. Всесоюзная комсомольская конференция «За честь советской марки», работе которой большую помощь оказал С. М. Киров, подвела итоги деятельности комсомола в области повышения качества энергооборудования и обеспечения его безаварийной работы и наметила пути и задачи на будущее.

Совместные усилия энергетиков и работников ряда отраслей промышленности при активном участии комсомольцев позволили за десятилетие (1930—1940 гг.) увеличить установленную мощность электростанций в 4 раза, производство электроэнергии — в 6 раз, повысить надежность электроснабжения, развить теплофикацию, снизить удельный расход топлива; были созданы турбогенераторы мощностью 100 МВт, развиты сети напряжением 220 кВ.

Мирный созидательный труд советских людей прервала война. Комсомольцы-энергетики свято выполнили свой долг и на фронте и в тылу.

До последнего момента поддерживали работу оборудования молодые дежурные на щите управления Днепрогэса, разрушив приборы только тогда, когда враг появился на о. Хортица. Комсомольцы работали в тылу врага, восстанавливая электроснабжение Тулы по линиям 35 кВ, прохо-

² Стеклов В., Бархаш Б. Комсомол — шеф электрификации. М.: 1933.

³ Россия электрическая. М.: Энергия, 1975.

дящим по занятым врагом территориям, участвовали в наведении энергетического моста в осажденный Ленинград от Волховской ГЭС вдоль «дороги жизни». Вместе с рабочими Сталинградской ТЭЦ комсомольцы поддерживали работу этой электростанции под обстрелом и яростными атаками вражеской авиации.

В трудных, смертельных боях ковалась победа на фронте. Тяжелой, полной лишений и невзгод, была трудовая жизнь в тылу. На освобожденных ценой неимоверных усилий территориях немедленно начиналось восстановление промышленности и энергетики. Около 400 тыс. юношей и девушек были направлены по комсомольским путевкам на восстановление электростанций и сетей. Как правило, энергетические объекты не только принимали свой прежний вид, но и реконструировались: изменялись схемы, модернизировалось оборудование, внедрялась автоматизация.

При активном участии комсомольцев были построены и освоены в эксплуатации новые крупные тепловые электростанции: Южно-Кузбасская, Нижне-Туринская, Щекинская, Южно-Уральская, Серовская, Мироновская и др. Самоотверженно трудилась молодежь на строительстве гидроэлектростанций на Волге, Каме, Днестре. К 1950 г. установленная мощность электростанций по сравнению с 1940 г. возросла в 1,75 раза, производство электроэнергии в 1,9 раза, удельный расход снизился на 55 г/кВт·ч, доля электростанций высокого давления поднялась с 3 до 20%. И это было достигнуто за 5 лет!

16 мая 1956 г. ЦК КПСС и Совет Министров СССР обратились к советской молодежи с призывом направить своих лучших представителей на стройки Сибири, Севера, Дальнего Востока. Комсомол, советская молодежь горячо откликнулись на этот призыв. На Бухтарминской ГЭС, которую намечалось ввести в действие по решению XX съезда КПСС, был создан целый палаточный городок. Триста молодых посланников комсомола Украины поселились здесь. Вскоре к ним присоединились еще триста комсомольцев Восточно-Казахстанской области. В 1957 г. Иртыш был перекрыт, комсомольцам вручили Красное знамя.

В 1958 г. было принято решение о строительстве Вилуйской ГЭС в районе вечной мерзлоты, где только 59 дней в году не бывает морозов. Минимальная температура 63°C ниже нуля. Трудное это было строительство — кругом тайга и непроходимые болота. Электростанцию строили молодые, среди работающих — 11% комсомольцев, которые всегда были в авангарде трудовых дел. В 1963 г. Вилуй был перекрыт, в 1967 г. Вилуйская ГЭС начала работать.

Ярким примером комсомольского шефства было строительство Братской ГЭС, ставшей до ввода Красноярской электростанции самой крупной в мире. На Братскгэсстрое в 1959 г. трудилось почти 5 тыс. комсомольцев. Комсомольско-молодежные бригады Гайнулина, Павлова и другие были победителями соцсоревнования. Братскгэсстрой стал ударной комсомольской стройкой. Средний возраст строителей Братской ГЭС составлял 25 лет.

Коммунистическая партия и Советское правительство высоко оценили героический труд ком-

сомола по электрификации страны. Комсомольская организация Днепростроя была награждена орденом Ленина, орденом Трудового Красного Знамени получили комсомольские организации строительства Дзорогетской ГЭС, Братска, Дивногорска, Болакова и Нурека. Имя Ленинского комсомола присвоено Киевской, Саратовской и Усть-Илимской ГЭС, Эстонской ГРЭС, ТЭЦ № 2 Ленэнерго.

Эстафету трудовых дел комсомольцев первых пятилеток, военных и послевоенных лет успешно продолжают комсомольцы 70-х годов. В девятой и десятой пятилетках значительное развитие получает атомная энергетика, являющаяся основой реконструкции топливно-энергетического баланса европейской части СССР. Принято решение «О шефстве ВЛКСМ над строительством атомных электростанций». В число ударных комсомольских строек вошли Ленинградская, Билибинская, Калининская, Курская, Смоленская, Кольская, Армянская, Ровенская, Южно-Украинская, Чернобыльская, Белоярская и Нововоронежская атомные электростанции. Оборудование атомных электростанций будет производить «Атоммаш». На строительство завода было направлено 10 тыс. комсомольцев; «Атоммаш» объявлен Всесоюзной ударной комсомольской стройкой.

В 1978 г. комсомол шефствует над строительством 45 важнейших объектов, сооружаемых Министерством энергетики и электрификации СССР. В это число входят мощные гидроэлектростанции, являющиеся энергетической базой огромных территориально-производственных комплексов — новой формы организации хозяйства. Такими электростанциями являются Саяно-Шушенская, Усть-Илимская и Нурекская ГЭС.

Партия всегда требовала от юношей и девушек постоянного повышения и пополнения знаний, и комсомольцы ясно сознавали необходимость систематической учебы. С первых дней после революции они штурмовали рабочие университеты, завершая какую-либо стройку, шли в вузы и техникумы, чтобы пополнить багаж знаний перед новым строительством. Нередко, начиная рабочими, комсомольцы постепенно становились руководителями производства, достигали высших государственных должностей. Примеры многочисленны, но трудно выбрать лучший, чем путь Министра энергетики и электрификации СССР. Петр Степанович Непорожний после окончания профтехучилища стал младшим рабочим на Днепрострое. Затем он работал на энергетических стройках Средней Азии, на строительстве Свирских гидроэлектростанций, руководил гидростроительством в различных экономических районах. Одновременно он получил среднее техническое и высшее образование, защитил диссертацию, ему была присвоена ученая степень доктора технических наук, он стал Министром, а не так давно и профессором, заведующим кафедрой в МЭИ.

Такой же путь прошли и многие ученые, руководители научных исследовательских институтов, академики. Например, упомянутый выше член комсомольского штаба 1930 г. И. А. Будзко — ныне член Всесоюзной Академии сельскохозяйственных наук им. В. И. Ленина.

Комсомол пахотил все новые формы шефства над электрификацией страны. Большую роль в этой работе сыграли студенческие отряды «Энергия». В последние 10 лет ежегодно на ударные комсомольские стройки выезжает около 25 тыс. студентов, оказывающих помощь энергостроителям.

Развитие электрификации невозможно без развития науки, оно должно сопровождаться усвоением и развитием теории. Наука сегодня — неиссякаемый источник романтики, широкий простор для приложения сил и творчества молодежи. Важно, чтобы молодежь сознавала свою ответственность и готовилась принять от старших эстафету научно-технического прогресса.

Научно-техническое творчество молодежи в наши дни — широко развитая система. В школах, профтехучилищах, техникумах и вузах юноши и девушки обучаются применению своих знаний к решению новых теоретических и практических задач. Создаются и работают студенческие научные центры и рабочие проблемные лаборатории. Постоянно организуются школы молодых ученых и специалистов — институтские, заводские, районные, городские, всесоюзные. В последние годы регулярно работает около 20 всесоюзных школ. Преподают в них 754 академика и члена-корреспондента АН СССР, отраслевых и республиканских академий, докторов наук, профессоров.

В Министерстве энергетики и электрификации СССР существует и развивается целая система ПТУ, техникумов, курсов (как временных, так и постоянных) для обучения молодежи и для содействия ей в изучении теории и практики электроэнергетики при работе на производстве и в научных институтах.

Привлечение молодежи в науку является, пожалуй, более сложным делом, чем приобщение ее к производству. Перед большим контингентом ученых многочисленных научных организаций Минэнерго СССР такая задача требует внимательного и возможно быстрого решения. Ни одну из научных организаций не объявишь ударной с целью

привлечения молодежи, отбор будущих ученых требует индивидуального подхода. По-настоящему войти в науку могут немногие, поэтому необходимо еще раз проверить действенность существующей системы выбора кандидатов и их вовлечения в научную работу.

За все время со дня создания комсомола комсомольцы показали, что им по плечу участие в решении самых сложных проблем. Выступая на XVIII съезде ВЛКСМ, Генеральный секретарь ЦК КПСС, Председатель Президиума Верховного Совета СССР Л. И. Брежнев дал высокую оценку молодежи и ее делам. Он сказал: «Она растет коммунистически убежденной, глубоко преданной делу партии, делу великого Ленина. Миллионы юношей и девушек показали образцы мужества, стойкости, верности идеалам Октября. С большим энтузиазмом они работают всюду, где проходит фронт коммунистического строительства, активно борются за выполнение напряженных планов развития страны».

Комсомол все годы социалистического строительства был огромной созидательной силой, вся история советской электроэнергетики неразрывно связана с героическим трудом советской молодежи. Она беззаветно отдавала свой юношеский пыл, мужество и патриотическую инициативу делу электрификации страны, строительству и освоению могучих электростанций — форпостов социалистической индустрии.

Отдавая дань благодарности комсомольцам в год шестидесятилетия Ленинского комсомола, можно быть уверенным, что советская молодежь не успокоится на достигнутом. Перед страной стоят новые, еще более ответственные задачи по электрификации промышленности, транспорта и сельского хозяйства, по развитию отечественного энерго- и электромашиностроения. И верный заветам В. И. Ленина и своим шефским обязательствам комсомол и руководимая им молодежь с еще большей инициативой поведут борьбу за электрификацию.



УДК 621.316.722:621.311

Регулирование напряжения на электростанциях

Доктор техн. наук БАРКАН Я. Д.

Рига

Управление режимом электрических сетей энергосистем должно производиться системой, имеющей иерархическую структуру. Между элементами централизованного и локального управления должно быть определенное распределение функций, обеспечивающее высокую надежность функционирования и оптимальные режимы электрических сетей. Формирование подобной системы управления требует развития не только элементов централизованного управления, но и локальных устройств, функции

которых становятся сложнее и разнообразнее. Локальные устройства, которые могут быть выполнены как на основе малых ЦВМ, так и на комплексе аналоговых устройств, должны содержать элементы, участвующие в решении всех основных задач управления.

К непрерывно управляемым элементам электрической сети относятся: генераторы, синхронные компенсаторы, синхронные двигатели, реакторы с подмагничиванием, искусственные источники

реактивной мощности; к дискретно управляемым: силовые конденсаторные батареи, реакторы поперечной компенсации, трансформаторы.

Структура и функции локальных устройств управления выбираются так, чтобы при сохранении их простоты и, следовательно, надежности максимально использовать информацию, доступную на энергетическом объекте. При этом координация действия локальных устройств различных энергетических объектов требуется сравнительно редко, что обеспечивает многоцелевое использование управляющих ЦВМ системного значения. В наиболее общем виде локальные устройства применяются для управления режимом генераторов. Схема подобной системы изображена на рис. 1, а. Первый контур используется для быстрого действия аварийного управления на основе информации, доступной на энергетическом объекте или поступающей из энергосистемы. Это обычно различные системы форсировки возбуждения. Второй контур, предназначенный для управления возбуждением по отклонению (с обратной связью), используется как в аварийных, так и в нормальных режимах. К этому контуру относятся различные системы регулирования возбуждения, которые выполняют функции первичного регулятора.

Характеристики регуляторов возбуждения, удовлетворяющие многообразию режимов электрических систем, недостаточно гибки и точны для поддержания оптимального режима электрической системы. Для этой цели применяются вторичные регуляторы режима, воздействующие на положение установочных устройств регуляторов возбуждения и формирующие третий контур управления. Быстродействие третьего контура управления меньше быстродействия второго контура на 1—2 порядка. Назначение трех контуров управления режимом генератора ясно из рис. 1, б. Вторичный регулятор режима может использоваться индивидуально в цепях управления каждого крупного генератора, либо в качестве центрального задатчика для схемы группового управления возбуждением нескольких агрегатов.

Следует иметь в виду, что не все электростанции могут регулировать напряжение. В зависимости от их местоположения, мощности и особенностей режимов настройка вторичных регуляторов должна производиться по более сложным закономерностям, необходимым для уменьшения частоты вмешательства персонала, а в перспективе — для систем централизованной автоматической координации. Характеристики настройки создаются с помощью комбинации напряжения и токов элементов электрической сети. Токи с помощью функциональных преобразователей превращаются в напряжения, которые включаются последовательно в цепи измерительных органов вторичных регуляторов режима.

Для обеспечения достаточно сложных характеристик настройки в цепях измерительного органа бывает необходимо использовать несколько функциональных преобразователей. Это возможно при условии, что потребление регуляторов достаточно мало. Характеристики настройки целесообразно создавать с помощью токов лишь одной фазы, так как использование токов трех фаз связано с чрез-

мерным усложнением вторичной коммутации. Это может быть достигнуто в случаях, если регулятор имеет однофазный измерительный орган. Учитывая, что режим сетей высших напряжений в большинстве случаев достаточно симметричен, к этому нет препятствий. Перечисленным выше требованиям к вторичному регулятору режима удовлетворяет автоматический регулятор напряжения трансформаторов, который воздействует на приводы установочных устройств автоматических регуляторов возбуждения или установочных устройств группового управления возбуждением.

Известно, что наряду с групповым управлением возбуждения применяются схемы распределения реактивной нагрузки между агрегатами. Обычно управление возбуждением (в данном случае от центрального регулятора) производится с помощью устройств, обеспечивающих примерно одинаковые изменения положения установочных устройств АРВ, что приводит к известным усложнениям системы управления. Представляется, что при наличии всего комплекса элементов, необходимых в системе управления, в таком усложнении нет необходимости. Управление может производиться в два этапа. На первом этапе производится одновременное управление установочными устройствами АРВ всех агрегатов группы без специальных мер по одинаковому их изменению. После ввода контролируемого параметра в зону нечувствительности центрального регулятора, его действие прекращается и начинает функционировать схема распределения реактивных нагрузок, которая обеспечивает загрузку генераторов в равных долях от их располагаемой (но не номинальной) мощности. Последовательные во времени действия центрального регулятора и системы распределения реактивной нагрузки позволяют обойтись одним приводным механизмом в цепи каждого АРВ.

Датчик располагаемой реактивной мощности генератора. Распределение реактивной нагрузки между агрегатами связано с контролем режима синхронной машины. В настоящее время для этой цели используются различные параметры: ток или напряжение обмотки ротора, ток статора, реактивный ток и т. д. Контроль режима генераторов по большому числу параметров связан с использованием разнообразной аппаратуры, что представляется нецелесообразным как с точки зрения выпуска этих аппаратов в промышленности, так и с точки зрения их эксплуатации. Следует отдавать предпочтение разнородному применению одинаковых аппаратов,

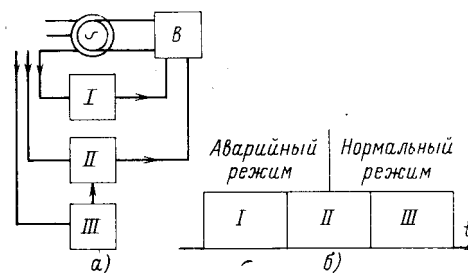


Рис. 1. Трехконтурная система управления возбуждением синхронного генератора (а) и назначение этих контуров (б).

а также типизации алгоритмов контроля. Для этого необходимо установить взаимосвязь между различными параметрами режима синхронных генераторов.

Известно, что возбуждение турбогенераторов определяется составляющей возбуждения холостого хода i_0 и составляющей, компенсирующей реакцию якоря $kI_{ст}$, где $I_{ст}$ — ток статора, а k — коэффициент, определяемый из характеристики короткого замыкания и холостого хода в виде

$$k = \frac{i_k}{I_k} - \frac{\sqrt{3} x_p i_0}{E_\delta},$$

где I_k — ток короткого замыкания генератора; i_k — соответствующий ему ток возбуждения; x_p — индуктивное сопротивление генератора; E_δ — э. д. с., соответствующая току I_k , определяемая по начальному участку характеристики холостого хода; i_0 — ток возбуждения холостого хода, соответствующий этой э. д. с.

Допустимые режимы синхронного генератора соответствуют сравнительно узкой зоне характеристики холостого хода. В этой области она с высокой точностью может быть аппроксимирована отрезком прямой, пересекающей ось E на расстоянии постоянной величины E_0 от начала координат. В дальнейшем, при создании аппаратуры такая аппроксимация соответствует использованию источника стабильного напряжения. Анализ показывает, что подобное усложнение аппаратуры не оправдывается достигаемой точностью.

В этой области она с достаточной точностью может быть аппроксимирована отрезком прямой, пересекающим ось E в точке qU , где q — постоянный коэффициент, меньший единицы. В этом случае ток возбуждения определяется из выражения

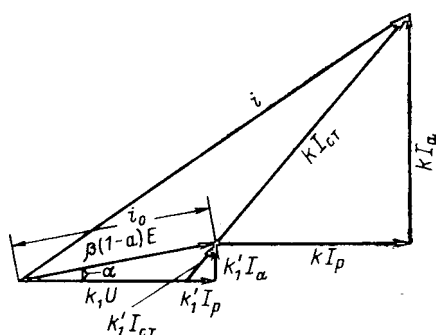


Рис. 2. Векторная диаграмма, устанавливающая взаимосвязь между параметрами режима статора и возбуждением.

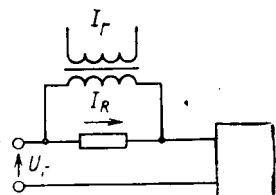


Рис. 3. Датчик измерения параметров, характеризующих предполагаемую реактивную мощность генератора.

$$i_0 = \alpha_1 E - \alpha_2 U. \quad (1)$$

Здесь $\alpha_2 = \beta a$, где β — коэффициент типа $\frac{A}{kB}$. Вели-

чины α_1 и α_2 могут быть определены как коэффициенты регрессии минимизацией среднеквадратичного отклонения зависимого параметра i_0 , определяемого по уравнению (1) по отношению к величинам из характеристики, оформляемым в виде матрицы:

$$i_0 = \begin{vmatrix} U_1 & E_1 \\ U_1 & E_2 \\ \dots & \dots \\ U_2 & E_{k-1} \\ U_2 & E_k \\ \dots & \dots \\ U_3 & E_{n-1} \\ U_3 & E_n \end{vmatrix}$$

и

$$\alpha = \begin{vmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{vmatrix},$$

т. е. $F = \sum [i - (\alpha_1 E - \alpha_2 U)] = \min$.

Коэффициенты α_1 и α_2 определяются из системы уравнений, образуемых приравниванием к нулю частных производных F по α_1 и α_2 соответственно:

$$\frac{\partial F}{\partial \alpha_1} = -\sum i_0 E + \alpha_1 \sum E^2 + \alpha_2 \sum EU = 0;$$

$$\frac{\partial F}{\partial \alpha_2} = -\sum i_0 U + \alpha_1 \sum EU + \alpha_2 \sum U^2 = 0.$$

Тогда

$$\alpha_1 = \frac{\sum i_0 E - \alpha_2 \sum EU}{\sum E^2};$$

$$\alpha_2 = \frac{\sum E^2 \sum i_0 U - \sum EU \sum i_0 E}{\sum U^2 \sum E^2 - (\sum EU)^2}.$$

Коэффициенты определяются, например, по n значениям E для каждого из трех значений U при $n > 2$. Тогда $a = \alpha_2 / \beta$. Так, для одного из генераторов $i_0 = (E - 0,36U) \cdot 0,0131$ кА. Учитывая, что подобная аппроксимация позволяет установить взаимосвязь между E и i с помощью постоянного коэффициента β , полный ток возбуждения равен сумме составляющих i_0 и $kI_{ст}$, компенсирующей реакцию якоря, и может быть определен из выражения

$$i = \sqrt{(k_1 U + k_2 I_p)^2 + (k_2 I_a)^2}, \quad (2)$$

где

$$k_1 = \beta (1 - a);$$

$$k_2 = \beta (1 - a) \sqrt{3} x_p + k.$$

Преобразованная векторная диаграмма машины может быть совмещена с диаграммой токов возбуждения (рис. 2). Для этого с вектором E совмещается соответствующая ему составляющая тока возбуждения i_0 , что определяет его масштаб. Здесь

$$k'_1 = k_1 \sqrt{3} x_p.$$

На основе выражения (2) с методической погрешностью, обусловленной аппроксимацией (1),

ток возбуждения i может быть определен с помощью схемы, изображенной на рис. 3. Коэффициенты устанавливаются на вторичной стороне измерительных трансформаторов. Выходное напряжение датчика может быть ограничено аппаратурными требованиями, например, значениями $U_{\text{вых}} = 50-150$ В.

Для этого коэффициенты настройки датчика определяются на основе системы уравнений, например, для номинального режима:

$$\left. \begin{aligned} \frac{k_1 U_{\text{н}} k_{\text{т}}}{K_U k_2 I_{\text{р,н}}} &= A; \\ U_{\text{вых}} &= \sqrt{\left(k_1 \frac{U}{K_U} + k_2 \frac{I_{\text{р,н}}}{K_{\text{т}}} \right)^2 + \left(k_2 \frac{I_{\text{а,н}}}{K_{\text{т}}} \right)^2}, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где K_U и $K_{\text{т}}$ — результирующие коэффициенты трансформации измерительных трансформаторов напряжения и тока.

Коэффициент k_1 устанавливается с помощью промежуточного измерительного трансформатора напряжения, а k_2 — сопротивлением, обтекаемым током генератора.

В связи с тем, что располагаемая реактивная мощность генератора фактически определяется его током возбуждения, в качестве параметра распределения реактивной мощности в схемах группового управления возбуждения может использоваться модуль напряжения на выходе этой схемы. С этой целью его выпрямленное значение используется в схеме распределения. В качестве управляющих устройств, обеспечивающих распределение нагрузки, используются чувствительные элементы, реагирующие на полярности сигнала в ветвях этой схемы, соответствующей каждому из генераторов.

При ручном управлении возбуждением (индивидуальном или групповом) персонал имеет возможность наблюдать за тем, находится ли возбуждение в допустимых пределах.

Вторичное регулирование напряжения на электростанциях связано с частым выходом возбуждения генераторов за допустимые пределы, т. е. с режимами, которые могут приводить к перегрузке генераторов по току ротора и статора, а также к развозбуждению, недопустимым по условиям перегрева крайних пакетов статора или нарушению статической устойчивости. Автоматическое управление режимом возможно только при условии ограничения возбуждения по верхнему и нижнему пределам.

Ограничение возбуждения. Характеристики зависимости располагаемого реактивного тока генератора от активного тока приведены на рис. 4. Здесь 1 — окружность, устанавливающая взаимосвязь между реактивными и активным токами, ограниченными полной мощностью статора; 2 — линия, ограничивающая активный ток номинальной мощностью турбины; 3 — линия, ограничивающая реактивный ток в режиме перевозбуждения допустимым током обмотки ротора (для различных напряжений генератора); 4 — линия, ограничивающая реактивный ток в режиме недо-возбуждения нагревом крайних пакетов статора; 5 — линия, ограничивающая нижний предел воз-

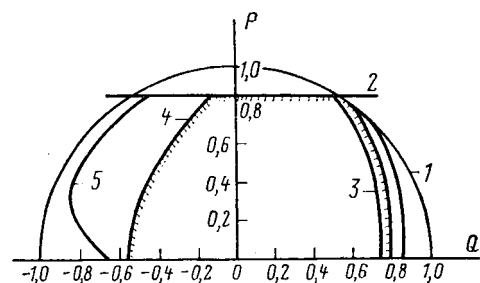


Рис. 4. Диаграмма режимов синхронного генератора.

буждения по условию статической устойчивости генератора.

Из рис. 4 следует, что в режиме перевозбуждения возбуждение генератора ограничивается нагревом обмотки ротора за исключением небольшой области, соответствующей полной нагрузке турбины при сниженных напряжениях генератора, когда режим ограничивается нагревом обмотки статора. В общем случае ограничение верхнего предела возбуждения может производиться по большому из сигналов на выходе датчиков, контролирующих режим обмотки возбуждения и статора. Однако, учитывая, что вероятность работы генератора с пониженным напряжением при номинальной мощности мала, практически достаточно ограничиться контролем режима обмотки ротора без дополнительной коррекции настройки ограничителя.

Ориентируясь на выражение (2), длительно предельно допустимый ток ротора i_{max} , напряжение U и активный ток $I_{\text{а}}$ являются независимыми переменными, в то время как реактивный ток $I_{\text{р}}$ не должен превосходить предельно допустимого значения. Следовательно, ограничитель приходит в действие при $I_{\text{р}} \geq I_{\text{р, max}}$.

Характеристика ограничителя в координатах представляет собой окружность, центр которой находится на оси $I_{\text{р}}$ и смещен относительно начала системы координат в область отрицательных значений.

Составляющие уравнения для условия срабатывания ограничителя (2) подбираются так, чтобы результирующее выходное напряжение $U_{\text{огр}}$, пропорциональное току возбуждения, было равно уставке аппарата, обусловленной его конструктивными данными. Так, например, уставка ограничителя на вторичной стороне измерительных трансформаторов может быть равна 100 В. Расчет настройки ограничителя производится на основе уравнений (3), принимая выходное напряжение схемы измерения, равное уставке ограничителя $U_{\text{у}}$. С учетом (3) настройка ограничителя характеризуется отношением:

$$B = \frac{U}{k_{\text{н}} U_{\text{у}}}$$

Значения этих отношений, рассчитанные для ряда типов генераторов, приведены ниже.

Тип генератора В	T-4376/42 0,61	T2-100-2 0,46	ТВ-50-2 0,58	ТВ-60-2 0,63	ТВ-100-2 0,41	
Тип ге- нера- тора В	ТВФ-100	ТВ2-150-2	ТВВ-165-2	ТВВ-200-2	ТВФ-200-2	ТВВ-300
	0,4	0,62	0,56	0,38	0,48	0,47

При заданной уставке ограничителя U_y долевое участие напряжения B в комплексном параметре U_y устанавливается промежуточным трансформатором напряжения с коэффициентом трансформации K_{U2} . С учетом падения напряжения на сопротивлении R (рис. 3), возникающего за счет потребления измерительного органа, коэффициент трансформации промежуточного трансформатора напряжения

$$K_{U2} = \frac{BU_y K_{U1}}{U} \frac{R+r}{r},$$

где r — эквивалентное сопротивление измерительного органа; K_{U1} — коэффициент трансформации основного трансформатора напряжения.

Наряду с настройкой ограничителя по паспортным данным генератора встречаются случаи, когда в качестве исходных данных используется характеристика, полученная в результате тепловых испытаний. Аппроксимация экспериментальной кривой $I_p = f(I_a)$ окружностью может быть произведена в предположении, что искомая дуга совпадает с экспериментальной в двух заданных точках, с координатами I_{p1} ; I_{a1} и I_{p2} ; I_{a2} . Координаты центра искомой окружности в системе $I_p = f(I_a)$ могут быть определены при $I_{a0} = 0$ и

$$I_{p0} = \frac{1}{2} \left[\frac{I_{a1} - I_{a2}}{I_{p1} - I_{p2}} (I_{a1} + I_{a2}) - (I_{p1} + I_{p2}) \right],$$

т. е.

$$I_{p0} = k_1 U.$$

Анализ показал, что для номинального напряжения методическая погрешность настройки ограничителя практически отсутствует. Для напряжения, отличающегося от номинального, методическая погрешность находится в пределах от 2 до 3%, что в основном удовлетворяет требованиям, предъявляемым к ограничителям. Нижний предел в режиме недовозбуждения ограничивается либо по нагреву крайних пакетов статора, либо по условиям устойчивости параллельной работы генератора. Из рис. 4 следует, что ограничение нижнего предела возбуждения в основном определяется нагревом крайних пакетов статора. Эта характеристика может быть аппроксимирована окружностью, центр которой расположен на оси реактивного тока и смещен относительно начала координат в область положительных значений I_p . Следовательно, в качестве ограничителя нижнего предела возбуждения по условиям нагрева может быть использован тот же аппарат, что и для ограничителя верхнего предела. Так, при расчете настройки ограничителя нижнего предела возбуждения генератора ТВ-60-2 отношение напряжения к уставке составляет 0,38.

В эксплуатации находятся генераторы, у которых нагрев крайних пакетов статора не достигает предельных температур в режиме недовозбуждения. В этом случае ограничение нижнего предела определяется условиями устойчивости.

Кривые, ограничивающие нижний предел возбуждения по условиям устойчивости, могут быть также с большой точностью аппроксимированы окружностями. Центры этих окружностей смещены

как относительно оси I_a , так и оси I_p . Координаты центра I_{a0} , I_{p0} могут быть определены для окружностей, проходящих через три точки кривых с координатами I_{a1} ; I_{p1} ; I_{a2} ; I_{p2} и I_{a3} ; I_{p3} из выражений:

$$I_{a0} = \frac{I_{p3}^2 - I_{p1}^2 + I_{a3}^2 - I_{a1}^2 + 2I_{p0}(I_{p1} - I_{p0})}{2(I_{a3} - I_{a1})};$$

$$I_{p0} = \frac{(I_{a3} - I_{a1})(I_{p2}^2 - I_{p1}^2 + I_{a2}^2 - I_{a1}^2) + (I_{a1} - I_{a2})(I_{p3}^2 - I_{p1}^2 + I_{a3}^2 - I_{a1}^2)}{2[(I_{p2} - I_{p1})(I_{a3} - I_{a1}) - (I_{a1} - I_{a2})(I_{p1} - I_{p3})]} \rightarrow$$

Смещение центра окружности относительно осей координат I_a и I_p достигается включением напряжения на измерительный орган ограничителя через статический фазорегулятор. Таким образом, для всех видов ограничения возбуждения может быть использован один и тот же тип аппарата. Учитывая, что одновременное ограничение по различным признакам не требуется, для этой цели может быть использован один прибор, автоматически перестраиваемый при переходе генератора из режима перевозбуждения в режим недовозбуждения и обратно.

Более точно выбор параметров настройки ограничителей производится с помощью нелинейной регрессионной модели, исходными данными для которой являются эмпирически полученные характеристики $I_p = f(U; I_a)$. Модель нелинейна потому, что искомая постоянная k_2 входит в уравнение настройки: $U_y^2 = (k_1 U + k_2 I_p)^2 + (k_2 I_a)^2$ во второй степени.

Ограничитель возбуждения контролирует $U_y = \eta(U; I_p; I_a; k_2)$, которая, будучи равна уставке ограничителя, является заданной постоянной величиной.

Величина U_y может быть выражена матрицей:

$$U_y = \begin{bmatrix} U & I_{a1} & I_{p1} \\ U & I_{a2} & I_{p2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ U & I_{an} & I_{pn} \end{bmatrix}.$$

и

$$k = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix},$$

где n — число режимов генератора, используемых в расчете при $n > 2$; U_i , $I_{a,i}$ — независимые переменные; $I_{p,i}$ — предельно допустимые величины для каждого из режимов.

Каждое единичное значение $U_{y,i}$ связано с математическим ожиданием \bar{U}_y соотношением:

$$U_{y,i} = \bar{U}_y + \varepsilon_i,$$

где ε — погрешность.

Коэффициенты k_1 и k_2 определяются для условия равенства нулю математического ожидания погрешности ε и минимизации ее дисперсии, т. е. минимизируется функция

$$\Phi = \sum [U_y - \eta_i(U_i; I_{a,i}; I_{p,i}; k_1; k_2)]^2.$$

Для этой цели можно воспользоваться симплексным методом. Число вершин правильного симплекса равно $\alpha + 1$, где $\alpha = 2$ — число искомых постоянных. В данном случае имеем две постоянные,

и число вершин равно трем (симплекс — равносторонний треугольник).

С помощью $\vec{k}_i = \begin{pmatrix} k_{1i} \\ k_{2i} \end{pmatrix}$ обозначим вектор, параметры которого в пространстве определяют координаты i -й вершины k_1 и k_2 . Каждой вершине соответствует определенный \vec{k}_i . Координаты вершин приведены ниже.

Вершина	k_{1i}	k_{2i}
1	0	0
2	γ_1	γ
3	γ	γ_1

Здесь

$$\gamma_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} (\sqrt{3} + 1);$$

$$\gamma = \frac{1}{2\sqrt{2}} (\sqrt{3} - 1).$$

Обозначим:

$$\Phi_i = \Phi(\vec{k}_i);$$

$$\Phi_n = \max(\Phi_i);$$

$$\Phi_e = \min(\Phi_i).$$

Центр тяжести симплекса

$$C = \begin{pmatrix} \frac{\sum_{i \neq n}^3 k_{1i}}{2} \\ \frac{\sum_{i \neq n}^3 k_{2i}}{2} \end{pmatrix}.$$

Последовательность операций расчета коэффициентов следующая¹.

1. Определяются коэффициенты для вершины отраженного симплекса:

$$\vec{k}^* = 2C - \vec{k}.$$

2. Если $\Phi_1 < \Phi^* < \Phi_u$, то \vec{k}_u замещается значением \vec{k}^* ; если $\Phi^* < \Phi_u$, то производят растяжение симплекса $\vec{k}^{**} = 2\vec{k}^* - C$.

3. Если $\Phi^{**} > \Phi_1$, то \vec{k}_u замещают значением \vec{k}^{**} ; если $\Phi^{**} < \Phi_1$, то \vec{k}_u замещают значением \vec{k}^* .

4. Если $\Phi^* > \Phi_i$ для всех $i \neq n$ шагов расчета, то принимаем новое значение \vec{k}_u или \vec{k}^* , которое дает меньшее значение функции Φ . В этом случае очередное уточненное значение вектора получаем из выражения:

$$\vec{k}^{**} = \frac{1}{2} \vec{k}_u + \frac{1}{2} C.$$

Здесь k_u — новое значение.

5. Если $\Phi^{**} > \max(\Phi_u, \Phi^*)$, то все значения \vec{k}_i замещают значением $\frac{1}{2}(\vec{k}_i + \vec{k}_e)$. Если же $\Phi^{**} <$

$\max(\Phi_u, \Phi^*)$, то вместо \vec{k}_u принимают \vec{k}^{**} и возвращаются к первому этапу.

6. Процесс расчета завершается, когда выполняется условие:

$$\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\Phi_i - \bar{\Phi})^2}{2}} < \varepsilon,$$

где

$$\bar{\Phi} = \sum_{i=1}^3 \Phi_i / 3,$$

и в качестве окончательного значения \vec{k} принимается вектор с координатами \vec{k}_e .

Учитывая, что вторичные регуляторы напряжения обычно представляют собой регуляторы астатического типа, в сочетании с ними применяются также астатические ограничители возбуждения. Регуляторы сильного действия оснащаются дополнительно ограничителями статического типа, необходимыми для обеспечения требуемого быстродействия. Структурная схема ограничителя должна обеспечивать устойчивость процесса. Это требование сводится к следующему. При перегрузке генератора он должен разгрузиться до длительно допустимого тока. После этого вторичный регулятор напряжения не должен его вновь загружать до тех пор, пока по условиям режима энергосистемы не появится регулирующий диапазон. Уровень загрузки, при котором фиксируется появление регулирующего диапазона, должен также устанавливаться ограничителем. Следовательно, ограничитель должен контролировать два уровня загрузки генератора.

Структурная схема астатического ограничителя приведена на рис. 5. Из него следует, что ограничения как по верхнему, так и по нижнему пределам производятся с помощью двухканального устройства. Верхний канал соответствует предельному режиму, который не должен быть превзойден. Этот канал действует на изменение возбуждения в направлении устранения недопустимого режима. Второй канал, имеющий несколько меньшую уставку, чем предельный, используется для блокировки действия вторичного регулятора напряжения и схемы распределения в нежелательном направлении. Если генератор окажется перегруженным, то срабатывает второй уровень ограничения, воздей-

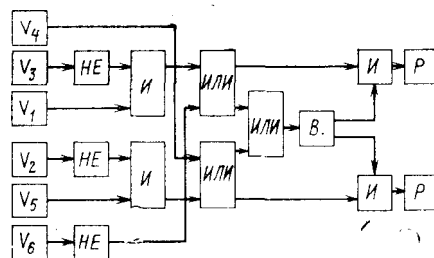


Рис. 5. Структурная схема взаимодействия астатических ограничителей и вторичного регулятора напряжения.

¹ Программу расчета для ЦВМ М-220 составил Ю. К. Омук.

вующий на разгрузку генератора до допустимого тока. Действие вторичного регулятора на повышение нагрузки после этого исключено, так как нагрузка генератора продолжает оставаться в диапазоне между уставками ограничителя. Нормальное действие вторичного регулятора допускается лишь после того, как нагрузка становится ниже нижнего уровня ограничения.

Ограничение возбуждения генератора может производиться как с выдержкой, так и без выдержки времени. В связи с тем, что ограничение нижнего предела возбуждения по условиям нагрева крайних пакетов статора близка к пределу по устойчивости (с учетом необходимого запаса), оно должно производиться без выдержки времени. При ограничении верхнего предела возбуждения в нормальных режимах также нецелесообразно использование ресурса перегрузки генераторов и используется небольшая выдержка времени. Иное дело — ограничение верхнего предела возбуждения в аварийных режимах. В этом случае оно должно производиться с выдержкой времени, согласующейся с перегрузочной способностью машин. Значительные аварийные перегрузки генераторов допускаются в течение минут. Эти времена целесообразно реализовать с помощью автоматических устройств. Меньшие перегрузки допустимы в течение десятков минут. В крайнем случае эту функцию может выполнять и персонал.

Наиболее часто приходится встречаться с перегрузками в нормальных режимах, связанных с действием вторичных регуляторов напряжения электростанций. Поэтому обычно ограничение как по верхнему, так и по нижнему пределам возбуждения осуществляется без выдержки времени (или с малой выдержкой). В случае выявления аварийных режимов с помощью специально для этой цели предназначенных фиксирующих органов в ограничение верхнего предела возбуждения вводится выдержка времени.

При массовой автоматизации управления режимом электрических систем важное значение имеет своевременная поставка аппаратуры. В случаях, когда вопрос о выдержке времени ограничения возбуждения не имеет первостепенного значения, в качестве астатических ограничителей возбуждения

могут использоваться выпускаемые промышленностью автоматические регуляторы напряжения трансформаторов.

Вторичные регуляторы напряжения применяются не только на электростанциях, но и для управления режимом установок дискретного действия: трансформаторов связи, конденсаторных батарей системного значения и т. д. В управлении этими элементами применяется только третий контур, т. е. вторичный регулятор напряжения для них является в то же время единственным локальным регулятором режима.

Вопрос о режимной настройке вторичных регуляторов напряжения требует самостоятельного рассмотрения.

Выводы. 1. Управление режимом электрических сетей связано с применением на электростанциях локальных устройств вторичного регулирования напряжения в рамках иерархической структуры управления. В качестве вторичных регуляторов напряжения могут быть использованы автоматические регуляторы напряжения трансформаторов, действующие на уставки регуляторов возбуждения генераторов, или устройства группового управления возбуждения.

2. В качестве датчика распределения реактивного тока между генераторами в системе группового управления возбуждения, обеспечивающего загрузку в соответствии с располагаемой мощностью, а также ограничения возбуждения можно использовать схему, контролирующую геометрическую сумму напряжения генератора и напряжения, пропорционального току статора при их доле участия, определяемом параметрами генераторов.

3. Ограничители верхнего и нижнего пределов возбуждения могут быть идентичными по конструкции с измерительными органами напряжения, реагирующими на геометрическую сумму напряжения генератора и напряжения, формируемого датчиком полного тока «свободной» фазы.

4. Для ограничения по верхнему и нижнему пределам возбуждения может быть использован один аппарат, автоматически перестраиваемый при переходе генераторов из режима перевозбуждения в режим недовозбуждения и обратно.

[13.7.1978]



УДК 621.311.016.351.001.24

Определение установившихся режимов и аperiodической устойчивости сложных электроэнергетических систем при учете изменения частоты

Канд. техн. наук БАРИНОВ В. А., доктор техн. наук СОВАЛОВ С. А.

Москва

Определение установившихся режимов и исследование их статической устойчивости являются важными задачами проектирования и эксплуатации электроэнергетических систем. Используемые в большинстве случаев при решении этих задач

математические модели электроэнергетических систем (математические модели Лонглей, П. С. Жданова, А. А. Горева) соответствуют установившимся движениям. Возмущенное движение для таких математических моделей описывается дифференци-

альными уравнениями, функции связи обобщенных координат которых не зависят явно от времени, а невозмущенным движением является состояние равновесия или установившийся режим. Характерной особенностью указанных математических моделей электроэнергетических систем является наличие ряда возможных состояний равновесия, что обусловлено неоднозначностью решений уравнений установившегося режима. Среди этих решений практический интерес представляют те, которые определяют физически реализуемые устойчивые установившиеся режимы.

Определение физически реализуемых режимов может быть достигнуто использованием для решения уравнений установившегося режима методов, обеспечивающих сходимость итерационного процесса к статически устойчивому состоянию равновесия [Л. 1].

В статье рассматривается применение этих методов для определения аperiodически статически устойчивых установившихся режимов сложных электроэнергетических систем при учете изменения частоты. Для описания движения электроэнергетической системы использована математическая модель П. С. Жданова [Л. 2].

Уравнения движения электроэнергетической системы. При записи уравнений движения электроэнергетической системы не будем учитывать электромагнитные переходные процессы в статорных цепях и обмотках возбуждения генераторов. Пренебрежем инерцией систем автоматического регулирования возбуждения и скорости генераторов и учтем действие этих систем результирующими статическими характеристиками. Будем предполагать, что эти статические характеристики входят в функции связи обобщенных координат уравнений движения электроэнергетической системы. При этих допущениях получим математическую модель электроэнергетической системы [Л. 2]. При сделанных допущениях и при принятой в работе методике определения аperiodической устойчивости режимов осуществляется по критерию сходимости итерационного процесса и соответствует проверке знака свободного члена характеристического уравнения системы первого приближения.

Уравнения движения электроэнергетической системы, содержащей n эквивалентных генераторов, запишем в следующем виде [Л. 2]:

$$M_i \frac{d\omega_i}{dt} = T_{\tau,i}(\omega_i) - T_i(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega_1, \dots, \omega_n) \quad (1)$$

$$\frac{d\delta_{in}}{dt} = \omega_i - \omega_n, \quad (2)$$

где M_i — постоянная инерции ротора i -го генератора и связанных с ним частей турбины; $T_{\tau,i}$ — момент первичного двигателя; T_i — электромагнитный момент; δ_{in} — взаимный угол между роторами i -го и n -го генераторов; ω_i — угловая скорость вращения ротора i -го генератора.

Обобщенными координатами электроэнергетической системы, определяющими ее состояние, являются n угловых скоростей ω_i и $(n-1)$ взаимных углов δ_{in} . Случай более полного описания уравнений движения электроэнергетической системы, используемых в [Л. 2], рассмотрен в приложении.

Уравнения установившегося режима могут быть получены из уравнений движения (1) и (2); для этого нужно приравнять нулю производные от обобщенных координат. Запишем уравнения установившегося режима так, чтобы определитель матрицы Якоби этих уравнений в устойчивой области был положителен [Л. 1]. При этом, учитывая, что в установившемся режиме $\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_n = \omega$, получим следующие уравнения установившегося режима:

$$T_i(\delta_{1n}, \delta_{2n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega) - T_{\tau,i}(\omega) = 0 \quad (3)$$

или в матричной форме:

$$\mathbf{G}(\mathbf{z}) = 0, \quad (4)$$

где обобщенными координатами являются $(n-1)$ взаимных углов и одна общая угловая скорость ω .

Определитель матрицы Якоби уравнений (4) является свободным членом характеристического уравнения системы первого приближения. В [Л. 2] этот определитель назван определителем избыточных моментов.

Для сложных электроэнергетических систем при учете нагрузки нелинейными статическими характеристиками получить явные аналитические зависимости функций связи обобщенных координат, входящих в (3), практически невозможно. В [Л. 2] было предложено для вычисления свободного члена характеристического уравнения ввести дополнительные алгебраические уравнения и выразить электромагнитные моменты через обобщенные координаты системы и дополнительные переменные. Дополнительными уравнениями в [Л. 2] являются уравнения стационарного состояния электрической сети, которые могут быть записаны на основе законов Кирхгофа. Кроме этих уравнений могут быть использованы уравнения связи э.д.с. генераторов E_q и э.д.с. E_Q за реактивным сопротивлением X_q для учета явнополюсности синхронных генераторов [Л. 2], а также дополнительные уравнения для описания результирующих статических характеристик систем автоматического регулирования возбуждения и скорости генераторов.

Рассмотрим уравнения установившегося режима при наличии алгебраических уравнений связи переменных. При введении уравнений баланса активных P и реактивных Q мощностей в узлах электроэнергетической системы γ [Л. 2] получим следующие уравнения установившегося режима:

$$T_i(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega, \delta_{(n+1)n}, \dots, \delta_{mn}, U_{n+1}, \dots, U_m) - T_{\tau,i}(\omega) = 0; \quad (5)$$

$$P_\gamma(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega, \delta_{(n+1)n}, \dots, \delta_{mn}, U_{n+1}, \dots, U_m) + R_{\gamma,n}(U_\gamma, \omega) = 0, \quad (6)$$

$$Q_\gamma(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega, \delta_{(n+1)n}, \dots, \delta_{mn}, U_{n+1}, \dots, U_m) + Q_{\gamma,n}(U_\gamma, \omega) = 0, \quad (7)$$

где $i = 1, 2, \dots, n$; $\gamma = n+1, \dots, m$, $P_{\gamma,n}(U_\gamma, \omega)$ и $Q_{\gamma,n}(U_\gamma, \omega)$ определяются в соответствии со статическими характеристиками нагрузки по частоте и напряжению; $U_\gamma, \delta_{\gamma,n}$ — модули и углы сдвига фаз

напряжений в узлах — дополнительные переменные, число которых равно числу уравнений (6) и (7).

Если будут введены дополнительные алгебраические уравнения, кроме (6) и (7), то для всей системы дополнительных уравнений будут справедливы те положения, которые ниже рассматриваются для уравнений (6) и (7).

Уравнения (5)–(7) запишем в виде одного матричного выражения:

$$\mathbf{G}_I(\mathbf{z}_I) = 0. \quad (8)$$

Свободный член характеристического уравнения системы первого приближения $\det \mathbf{G}'(\mathbf{z})$ и определитель матрицы Якоби уравнений (8) $\det \mathbf{G}'_I(\mathbf{z}_I)$ связаны следующим соотношением [Л. 2]:

$$\det \mathbf{G}'(\mathbf{z}) = \frac{\det \mathbf{G}'_I(\mathbf{z}_I)}{\det \mathbf{A}_{11}}, \quad (9)$$

где $\det \mathbf{A}_{11}$ — минор матрицы $\mathbf{G}'_I(\mathbf{z}_I)$, получаемый вычеркиванием строк и столбцов, соответствующих обобщенным координатам δ_{in}, ω .

Определение аperiodической статически устойчивого установившегося режима электроэнергетической системы при учете изменения частоты. Для решения уравнений установившегося режима (4) или (8) и одновременного исследования аperiodической статической устойчивости может быть использован итерационный метод, предложенный в [Л. 1]. Применяя его к уравнениям (4), запишем формулы итерационного процесса решения этих уравнений:

$$\delta_{in}^{(s+1)} = \delta_{in}^{(s)} - \alpha K_{\delta,i}^{(s)} [T_i(\delta_{in}^{(s)}, \dots, \delta_{(n-1)n}^{(s)}, \omega^{(s)}) - T_{\tau,i}(\omega^{(s)})]; \quad (10)$$

$$\omega^{(s+1)} = \omega^{(s)} - \alpha K_{\omega}^{(s)} [T_n(\delta_{in}^{(s)}, \dots, \delta_{(n-1)n}^{(s)}, \omega^{(s)}) - T_{\tau,n}(\omega^{(s)})], \quad (11)$$

где

$$K_{\delta,i}^{(s)} = \frac{1}{\left| \frac{\partial T_i}{\partial \delta_{i,n}} \right|^{(s)}}; \quad (12)$$

$$K_{\omega}^{(s)} = \frac{1}{\left| \frac{\partial T_n}{\partial \omega} - \frac{\partial T_{\tau,n}}{\partial \omega} \right|^{(s)}}; \quad (13)$$

s — индекс итерации.

Для лучшей сходимости итерационного процесса (10)–(13) целесообразно выбирать в качестве n -го генератора тот, для которого величина $\left| \frac{\partial T_n}{\partial \omega} - \frac{\partial T_{\tau,n}}{\partial \omega} \right|$ является наибольшей. Критерием

достаточности числа итераций является условие: величина невязок (небалансы моментов) в уравнениях (3) меньше заданных допустимых.

Итерационный процесс (10)–(13) обеспечивает сходимость только к аperiodически статически устойчивым установившимся режимам. Для решения уравнений (8) могут быть использованы два метода. В первом из них итерационный процесс нахождения установившегося режима организуется следующим образом. На каждой итерации s внеш-

него итерационного цикла (10)–(13) при заданных значениях обобщенных координат $\delta_{in}^{(s)}, \omega^{(s)}$ решается система алгебраических уравнений связи переменных (6) и (7) с помощью внутреннего итерационного цикла, осуществляемого по формулам:

$$\begin{aligned} \delta_{\tau,n}^{(l+1)} &= \delta_{\tau,n}^{(l)} - \beta K_{\delta,\tau}^{(l)} [P_{\tau}(\delta_{in}^{(s)}, \dots, \delta_{(n-1)n}^{(s)}, \omega^{(s)}, \\ &\delta_{(n+1)n}^{(l)}, \dots, \delta_{mn}^{(l)}, U_{n+1}^{(l)}, \dots, U_m^{(l)} + P_{\tau,n}(U_{\tau}^{(l)}, \omega^{(s)})]; \quad (14) \\ U_{\tau}^{(l+1)} &= U_{\tau}^{(l)} - \beta K_{U,\tau}^{(l)} [Q_{\tau}(\delta_{in}^{(s)}, \dots, \delta_{(n-1)n}^{(s)}, \omega^{(s)}, \\ &\delta_{(n+1)n}^{(l)}, \dots, \delta_{mn}^{(l)}, U_{n+1}^{(l)}, \dots, U_m^{(l)} + \\ &+ Q_{\tau,n}(U_{\tau}^{(l)}, \omega^{(s)})], \quad (15) \end{aligned}$$

где

$$K_{\delta,\tau}^{(l)} = \frac{1}{\left| \frac{\partial P_{\tau}}{\partial \delta_{\tau,n}} \right|^{(l)}}; \quad (16)$$

$$K_{U,\tau}^{(l)} = \frac{1}{\left| \frac{\partial Q_{\tau}}{\partial U_{\tau}} + \frac{\partial Q_{\tau,n}}{\partial U_{\tau}} \right|^{(l)}}; \quad (17)$$

β — положительный коэффициент; l — индекс итерации внутреннего итерационного цикла.

В результате решения уравнений (6) и (7) определяются значения $U_{\tau}^{(s)}, \delta_{\tau,n}^{(s)}$. Затем определяются $(T_i - T_{\tau,i})^{(s)}$ по выражению (5) и находятся значения обобщенных координат $\delta_{in}^{(s+1)}, \omega^{(s+1)}$ для $(s+1)$ итерации по выражениям (10)–(13). Указанное решение алгебраических уравнений связи переменных фактически эквивалентно их исключению [Л. 1], и рассматриваемый итерационный процесс (внешний цикл) сводится к (10)–(13).

Критерием аperiodической устойчивости определяемого режима является наличие сходимости итерационного процесса, а его характеристикой может служить наибольшее по модулю вещественное собственное значение η_{\max} итерационной матрицы $\psi'(\mathbf{z})$ — матрицы Якоби вектора — функции $\psi(\mathbf{z})$, определяющего итерационный процесс в соответствии с выражением $\mathbf{z}^{(s+1)} = \psi(\mathbf{z}^{(s)})$ [Л. 1]. Это значение определяется итерационно по формуле

$$\eta_{\max} = \frac{\Delta \mathbf{z}^{(s+1)}}{\Delta \mathbf{z}^{(s)}}, \quad (18)$$

где $\Delta \mathbf{z}^{(s+1)}$ и $\Delta \mathbf{z}^{(s)}$ — любые компоненты вектора приращений обобщенных координат $\Delta \mathbf{z}$ в двух последовательных итерациях. Вычисления по формуле (18) ведутся в ходе итерационного процесса, начиная с некоторой итерации s , когда итерационный процесс стабилизируется и его сходимость определяется наибольшим по модулю собственным значением итерационной матрицы $\psi'(\mathbf{z})$. Совпадение отношений для нескольких компонент вектора приращений обобщенных координат с заданной степенью точности является критерием достаточности числа итераций для определения η_{\max} . Обычно при принятом в эксплуатационной практике значении допустимых невязок в уравнениях (3) η_{\max} опре-

деляется с высокой степенью точности, и поэтому дополнительных итераций для уточнения η_{\max} не требуется.

Второй метод предусматривает для нахождения установившегося режима организацию итерационного процесса, состоящего из одного итерационного цикла, осуществляемого по формулам (10)—(13) и (14)—(17), при замене индекса итерации l на s [Л. 1]. Для обеспечения сходимости такого итерационного процесса к аperiodически устойчивым установившимся режимам необходима положительность Якобиана уравнений (5)—(7) в устойчивой области, что будет иметь место при положительности определителя матрицы Якоби уравнений связи переменных $\det A_{11}$. Положительность Якобиана уравнений (5)—(7) может быть в общем случае установлена по наличию сходимости рассматриваемого итерационного процесса к заведомо устойчивому установившемуся режиму. Отметим, что для уравнений (6) и (7) при выбранной их записи обычно $\det A_{11} > 0$ и указанной проверки не требуется. Сохранение сходимости итерационного процесса при изменении параметров энергетической системы — утяжелении режима — будет являться критерием положительности $\det G'_1(z_1)$, пропорционального свободному члену характеристического уравнения системы первого приближения $\det G'(z)$. Предел сходимости, определяемый наличием вещественного собственного значения итерационной матрицы, соответствующей рассматриваемому итерационному методу, равного единице ($\eta_{\max} = 1$), будет достигнут при обращении в нуль $\det G'_1(z_1)$, и это соответствует достижению границы аperiodической статической устойчивости.

При использовании второго метода не рассматривается особый случай прохождения через нуль $\det A_{11}$ при положительности $\det G'_1(z_1)$, что соответствует обращению в бесконечность свободного члена характеристического уравнения $\det G'(z)$. Наличие особого случая $\det A_{11} = 0$ можно установить при использовании первого рассмотренного метода, осуществляя контроль сходимости внутреннего итерационного цикла. Монотонная расходимость внутреннего итерационного цикла при достаточном для стабилизации процесса числе итераций, связанная с наличием вещественного собственного значения итерационной матрицы этого цикла, равного единице, является признаком обращения в нуль $\det A_{11}$.

Критерием аperiodической статической устойчивости при применении второго итерационного метода может служить наибольшее по модулю вещественное собственное значение η_{\max} итерационной матрицы, соответствующей этому методу. Величину η_{\max} можно определять по формуле (18), учитывая в ней компоненты вектора Δz_1 .

Обеспечение сходимости рассмотренных итерационных процессов во всей области аperiodически статически устойчивых установившихся режимов. Граница аperiodической статической устойчивости и граница сходимости итерационного процесса (10)—(13), определяемая наличием наибольшего по модулю вещественного собственного значения итерационной матрицы $\psi'(z)$, равного единице, совпадают. Расходимость итерационного процесса,

обусловленная переходом через единицу наибольшего по модулю вещественного собственного значения итерационной матрицы $\psi'(z)$, является критерием аperiodической неустойчивости. Итерационный процесс в этом случае расходится монотонно. Колебательная расходимость итерационного процесса (10)—(13) не связана с нарушением аperiodической устойчивости. Эти положения относятся также к внешнему циклу первого рассмотренного итерационного метода и к общему итерационному циклу второго метода.

В случае колебательной расходимости итерационных процессов (любого из рассмотренных выше) необходимо последовательно уменьшить значения коэффициентов α и β . Начальные значения этих коэффициентов можно принять равными единице. Величины α и β , большие единицы, могут использоваться как ускоряющие коэффициенты. Если процедура последовательного уменьшения коэффициентов α и β не приводит к сходящемуся итерационному процессу, то причиной расходимости является наличие комплексносопряженных собственных значений матрицы Якоби решаемых уравнений с отрицательной вещественной частью. Для обеспечения сходимости можно попытаться использовать принцип Зейделя [Л. 1] или другие способы преобразования вычислительной процедуры. Можно, в частности, использовать следующий способ, обеспечивающий сходимость итерационного процесса во всех случаях. Этот способ основан на использовании свойств симметрических матриц (на такую возможность указал В. А. Строев).

Перейдем в рассматриваемом случае (наличие комплексно-сопряженных собственных значений матрицы Якоби решаемых уравнений с отрицательной вещественной частью) на итерационный метод, описываемый выражением

$$x^{(s+1)} = x^{(s)} - \mu [G'(x^{(s)})]^T G(x^{(s)}) = \psi_x(x^{(s)}), \quad (19)$$

где μ — некоторый положительный коэффициент; x — вектор независимых переменных решаемых уравнений (4), или уравнений (6) и (7), или уравнений (5)—(7), рассматриваемых совместно. Сходимость итерационного процесса (19) в точке решения x^* определяется собственными значениями итерационной матрицы

$$\begin{aligned} \psi'_x(x^*) &= E - \mu [G'(x^*)]^T G'(x^*) = \\ &= E - \mu W'(x^*), \end{aligned} \quad (20)$$

где $W'(x^*) = [G'(x^*)]^T G'(x^*)$.

Матрица $W'(x^*)$ является симметрической матрицей, поэтому все ее собственные значения вещественны. Кроме границы области статической аperiodической устойчивости, $\det W'(x^*) > 0$, поэтому $W'(x^*)$ — положительно-определенная матрица и ее собственные значения положительны. Собственные значения η_j матрицы $\psi'_x(x^*)$ и собственные значения λ_j матрицы $W'(x^*)$ связаны соотношением

$$\eta_j = 1 - \mu \lambda_j. \quad (21)$$

Для обеспечения сходимости итерационного процесса (19) в точке решения (для этого все собственные значения η_j по модулю должны быть

меньше единицы) значение коэффициента μ должно удовлетворять условию:

$$\mu \lambda_{\max} < 2. \quad (22)$$

Вместо трудно определяемой величины λ_{\max} можно использовать ее оценку в виде одной из норм матрицы $\|W'(x^*)\|$, которую легко вычислить. Так как модуль каждого собственного значения матрицы не превосходит любой ее канонической нормы, можно выбрать значение коэффициента μ из выражения

$$\mu < \frac{2}{\|W'(x^*)\|}, \quad (23)$$

где $\|W'(x^*)\|$ — любая каноническая норма матрицы $W'(x^*)$.

При выборе коэффициента μ , удовлетворяющему условию (23) во всех точках области статической аperiodической устойчивости, все собственные значения η_j итерационной матрицы $\psi'_x(x^*)$ будут меньше единицы и поэтому имеет место сходимость итерационного процесса во всех точках области. Следует отметить, что итерационный процесс (19) может сходиться как к статически аperiodически устойчивым, так и к неустойчивым состояниям равновесия. Поэтому исследование статической устойчивости должно начинаться с помощью итерационных процессов, рассмотренных выше. Когда найден исходный (нормальный) установившийся режим, обладающий статической аperiodической устойчивостью, а затем ведется поиск предельного по устойчивости режима и при этом обнаружилось, что решение не может быть получено из-за расходимости итерационного процесса, обусловленной наличием комплексно-сопряженных собственных значений матрицы Якоби решаемых уравнений с отрицательной вещественной частью, можно использовать итерационный процесс (19).

Использование уравнений баланса токов в качестве уравнений связи переменных. Наряду с уравнениями связи переменных (6) и (7) для нахождения установившегося режима могут быть использованы уравнения баланса токов в узлах электроэнергетической системы. Эти уравнения могут быть записаны для каждого узла γ электрической сети в общем виде:

$$\dot{U}_\gamma \dot{Y}_{\gamma\gamma}(\omega, U_\gamma) + \sum_q (\dot{U}_\gamma - \dot{U}_q) \dot{Y}_{\gamma,q}(\omega) = 0$$

$$(\gamma = n+1, \dots, m), \quad (24)$$

где q — индексы узлов, смежных с γ ; $Y_{\gamma,\gamma} = q_\gamma(\omega, U_\gamma) + jb_\gamma(\omega, U_\gamma)$ — проводимость в узле γ ; $\dot{Y}_{\gamma,q} = Y'_{\gamma,q}(\omega) + jY''_{\gamma,q}(\omega)$ — проводимость ветви γ, q .

Комплексные уравнения (24) можно заменить:

$$-U'_\gamma \left(b_\gamma + \sum_q Y''_{\gamma,q} \right) - U''_\gamma \left(q_\gamma + \sum_q Y'_{\gamma,q} \right) +$$

$$+ \sum_q (U'_q Y''_{\gamma,q} + U''_q Y'_{\gamma,q}) = \varphi_{1\gamma} = 0; \quad (25)$$

$$U'_\gamma \left(g_\gamma + \sum_q Y'_{\gamma,q} \right) - U''_\gamma \left(b_\gamma + \sum_q Y''_{\gamma,q} \right) -$$

$$- \sum_q (U'_q Y'_{\gamma,q} - U''_q Y''_{\gamma,q}) = \varphi_{2\gamma} = 0. \quad (26)$$

Формулы итерационного процесса решения уравнений (25) и (26) могут быть записаны в следующем виде:

$$(U'_\gamma)^{(l+1)} = (U'_\gamma)^{(l)} - \beta K_{U'_\gamma, \varphi_1}^{(l)} \varphi_{1\gamma}^{(l)}; \quad (27)$$

$$(U''_\gamma)^{(l+1)} = (U''_\gamma)^{(l)} - \beta K_{U''_\gamma, \varphi_2}^{(l)} \varphi_{2\gamma}^{(l)}, \quad (28)$$

где

$$K_{U'_\gamma, \varphi_1}^{(l)} = \frac{1}{\left| \frac{\partial \varphi_{1\gamma}}{\partial U'_\gamma} \right|^{(l)}}; \quad (29)$$

$$K_{U''_\gamma, \varphi_2}^{(l)} = \frac{1}{\left| \frac{\partial \varphi_{2\gamma}}{\partial U''_\gamma} \right|^{(l)}}. \quad (30)$$

При организации итерационного процесса можно ограничиться вычислением коэффициентов $K_{U'_\gamma, \varphi_1}^{(l)}$ и $K_{U''_\gamma, \varphi_2}^{(l)}$ по более простым выражениям:

$$K_{U'_\gamma, \varphi_1}^{(l)} = K_{U''_\gamma, \varphi_2}^{(l)} = \frac{1}{\left| b_\gamma + \sum_q Y''_{\gamma,q} \right|^{(l)}}. \quad (31)$$

Кроме уравнений связи переменных (25) и (26) может быть использована другая форма этих уравнений, получившая распространение в расчетах потокораспределения. Исключая поочередно из (25) и (26) вначале U''_γ , а затем U'_γ , эти уравнения можно преобразовать к виду:

$$U'_\gamma - f'_\gamma(U'_\gamma, U''_\gamma, U'_q, U''_q, \omega) = \varphi'_{1\gamma} = 0; \quad (32)$$

$$U''_\gamma - f''_\gamma(U'_\gamma, U''_\gamma, U'_q, U''_q, \omega) = \varphi'_{2\gamma} = 0. \quad (33)$$

Формулы итерационного решения уравнений (32) и (33) могут быть записаны в виде (27) — (30), где вместо $\varphi_{1\gamma}$, $\varphi_{2\gamma}$ следует принять $\varphi'_{1\gamma}$, $\varphi'_{2\gamma}$. Можно также использовать итерационный процесс, приняв $K_{U'_\gamma, \varphi'_1} = K_{U''_\gamma, \varphi'_2} = 1$.

Принципы построения итерационных процессов нахождения установившегося режима в случае использования уравнений (25) и (26) или (32) и (33) аналогичны рассмотренным выше для уравнений (6) и (7).

Различным уравнениям связи переменных (6), (7), (25), (26) и (32), (33) соответствуют различные матрицы Якоби как этих уравнений, так и полученных на их основе уравнений $G_1(z_1)$, что обуславливает разную скорость сходимости итерационных процессов. Целесообразность использования тех или иных уравнений связи переменных определяется особенностями схем электроэнергетических систем и их режимами.

Наличие шин бесконечной мощности. В этом частном случае задача определения аperiodически устойчивого установившегося режима упрощается.

Из уравнений движения (1) исключается одно уравнение, соответствующее шинам бесконечной мощности, а в матрице Якоби уравнений установившегося режима исключается строка и столбец, соответствующие этому уравнению. Уравнения установившегося режима электроэнергетической системы в этом случае приводятся к виду:

$$T_i(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}) - T_{\tau,i} = 0 \\ (i=1, 2, \dots, n-1), \quad (34)$$

где n -й генератор заменен шинами бесконечной мощности.

Принципы построения итерационного процесса нахождения аperiodически устойчивого установившегося режима при наличии шин бесконечной мощности аналогичны рассмотренным выше.

Учет различных систем регулирования первичных двигателей. На первичные двигатели синхронных генераторов воздействуют системы регулирования скорости, частоты и мощности. Конструктивное выполнение этих систем и их задачи отличаются большим разнообразием.

При определении установившегося режима и исследовании его аperiodической устойчивости действие систем регулирования скорости, частоты и мощности необходимо в общем случае учитывать результирующей статической характеристикой. К системам первичного регулирования скорости, вторичного регулирования частоты и мощности (регулирование перетоков мощности, автоматическое распределение мощности) предъявляются существенно различные требования по быстродействию. Так, например, задачей регулирования частоты является поддержание среднего уровня частоты в электроэнергетической системе, и система регулирования частоты является значительно медленнее действующей, чем система первичного регулирования скорости машин. Еще более медленнее действующей может быть (в зависимости от принципа выполнения) система экономического распределения мощностей. В таких случаях, когда имеет место значительное различие в быстродействии автоматических систем, исследователя могут интересовать некоторые режимы электроэнергетической системы, определяемые действием той или иной системы регулирования, которые условно называются квазиустановившимися режимами и которые являются промежуточными точками длительного переходного процесса. Одним из таких квазиустановившихся режимов является режим при почти равных угловых скоростях синхронных машин и распределение моментов первичных двигателей преимущественно в соответствии со статическими характеристиками первичного регулирования скорости. Эти квазиустановившиеся режимы и их аperiodическая устойчивость могут быть исследованы предложенными выше методами при учете только статических характеристик соответствующих систем регулирования.

Так как в электроэнергетической системе действуют различные (в том числе дискретные) системы автоматического регулирования нормального и аварийного режима, то исходные данные для расчета установившихся послеаварийных и промежу-

точных квазиустановившихся режимов зависят от характера динамического перехода электроэнергетической системы из одного состояния равновесия в другое, что следует учитывать при определении этих режимов.

При определении устойчивости сложных электроэнергетических систем (энергообъединений) исследуемая схема обычно содержит эквивалентные генераторы, замещающие части электроэнергетических систем. Статические характеристики по частоте эквивалентных генераторов не имеют зон нечувствительности [Л. 3 и 4]. Уменьшение резерва мощности увеличивает статизм энергосистемы или эквивалентируемой ее части, приближая его к величине статизма нагрузки и, наоборот, увеличение резерва мощности уменьшает статизм. Статизм энергосистем при малых отклонениях частоты называется большим по сравнению со статизмом, определенным обычно при отклонениях частоты, превышающих зону нечувствительности регуляторов скорости. В зависимости от режима работы и состава оборудования величины статизма энергосистем (энергообъединений), как показывают натурные испытания, изменяется в пределах от 6 до 30% [Л. 3 и 4]. Соответственно в широких пределах могут изменяться статические характеристики по частоте эквивалентных генераторов схемы замещения.

Что касается учета зон нечувствительности, сухого трения и других нелинеаризуемых нелинейностей в системах регулирования скорости первичных двигателей (что имеет место при рассмотрении отдельных синхронных генераторов), то их учет приводит к существенно нелинейной нелинеаризуемой системе, для исследования которой в общем случае метод первого приближения А. М. Ляпунова применен быть не может [Л. 5]. Исследование таких систем требует применения специальных методов. В приближенном анализе для упрощения задачи пренебрегают нелинеаризуемыми нелинейностями. Различные способы замены нелинеаризуемых нелинейностей линеаризуемыми приводят к различным математическим моделям исследуемых систем и правомерность той или иной замены должна быть специально обоснована.

Практическая реализация предложенных методов. Изложенные методы реализованы в виде комплекса программ для ЦВМ, разработанных в Энергетическом институте им. Г. М. Кржижановского. Программы предназначены для определения установившихся режимов, исследования их аperiodической устойчивости и нахождения предельных по устойчивости режимов с учетом изменения частоты. Предельный объем решаемых задач: число узлов 250, число ветвей 400. Программы комплекса отличаются реализуемыми в них методами поиска предельных по статической устойчивости установившихся режимов (реализованы обычно используемый метод последовательного ступенчатого утяжеления и метод непрерывного утяжеления [Л. 6]), а также формами решаемых алгебраических уравнений связи, рассмотренных выше. При расчете учитываются статические характеристики первичных двигателей генераторов, статические характеристики нагрузки по частоте и напряжению, из-

менение э. д. с. генераторов и реактивных сопротивлений линий в зависимости от частоты.

Проведенные по разработанным программам расчеты предельных по статической устойчивости установившихся режимов реальных схем электроэнергетических систем показали существенное влияние статических характеристик по частоте на параметры предельных режимов. Решающее влияние оказывают статические характеристики генераторов. Значительное влияние также имеют статические характеристики активной нагрузки; меньшее влияние на предельные режимы оказывают статические характеристики реактивной нагрузки и изменения реактивных сопротивлений линий электропередач. Это влияние может быть существенным лишь при больших отклонениях частоты.

Приведем некоторые результаты, полученные на примере тестовой схемы [Л. 7]. В случае, когда наиболее мощный эквивалентный генератор (узел № 1) был принят в качестве шин бесконечной мощности, увеличение мощности двух других генераторов приводило к пределу мощности, принимаемой в узле № 1, 1450 МВт. При отказе от шин бесконечной мощности и учете статизмов генераторов, принятых: для генератора № 1 — 30% (отнесено к мощности 10 000 МВт), для остальных генераторов — 5% (условно отнесено к заданной мощности генераторов, находившейся в пределах от 250 до 2250 МВт), — предельное значение мощности, поступающей в узел 1, составило 1270 МВт. Частота в предельном режиме равнялась 50,68 Гц.

При утяжелении увеличением одной из крупных нагрузок (узел № 23) предельное значение этой нагрузки при наличии шин бесконечной мощности и при учете статизмов генераторов в данном случае практически не изменилось и составило 1300 МВт (при исходных 550 МВт); однако предельные режимы в том и в другом случае резко различаются. Мощность генератора № 1 в предельных режимах составляет 35 МВт при частоте 50 Гц и (—600) МВт при предельной частоте 49,66 Гц. Существенно в этих режимах различаются и мощности других генераторов энергосистемы.

Приложение. Учет асинхронных двигателей при расчете аperiodически устойчивого установившегося режима. При учете r асинхронных двигателей уравнения движения (1) и (2) дополняются уравнениями [Л. 2]:

$$M_{m,v} \frac{d\omega_{m,v}}{dt} = T_{m,v}(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega_1, \dots, \omega_n, \omega_{m1}, \dots, \omega_{m,r}) - T_{m,v}(\omega_{m,v}), \quad (\text{П-1})$$

где $T_{m,v}$ — тормозной момент v -го асинхронного двигателя; $T_{m,v}$ — электромагнитный момент.

Обобщенными координатами системы являются $(n-1)$ взаимных углов сдвига роторов генераторов δ_{in} , n угловых скоростей генераторов ω_i , r угловых скоростей асинхронных двигателей $\omega_{m,v}$. Уравнения установившегося режима приводятся к следующему виду:

$$T_i(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega, \omega_{m1}, \dots, \omega_{m,r}) - T_{m,i}(\omega) = 0; \quad (\text{П-2})$$

$$-T_{m,v}(\delta_{1n}, \dots, \delta_{(n-1)n}, \omega, \omega_{m1}, \dots, \omega_{m,r}) + T_{m,v}(\omega_{m,v}) = 0. \quad (\text{П-3})$$

Свободный член характеристического уравнения системы первого приближения является определителем матрицы Якоби этих уравнений. Итерационный процесс решения уравнений (П-2) и (П-3) строится по формулам:

$$\delta_{in}^{(s+1)} = \delta_{in}^{(s)} - \alpha K_{\delta,i}^{(s)} [T_i(\delta_{1n}^{(s)}, \dots, \delta_{(n-1)n}^{(s)}, \omega^{(s)}, \omega_{m1}^{(s)}, \dots, \omega_{m,r}^{(s)}) - T_{T,i}(\omega^{(s)})]; \quad (\text{П-4})$$

$$\omega^{(s+1)} = \omega^{(s)} - \alpha K_{\omega}^{(s)} [T_n(\delta_{1n}^{(s)}, \dots, \delta_{(n-1)n}^{(s)}, \omega^{(s)}, \omega_{m1}^{(s)}, \dots, \omega_{m,r}^{(s)}) - T_{T,n}(\omega^{(s)})]; \quad (\text{П-5})$$

$$\omega_{m,v}^{(s+1)} = \omega_{m,v}^{(s)} - \alpha K_{m,v}^{(s)} [T_{m,v}(\omega_{m,v}^{(s)}) - T_{m,v}(\delta_{1n}^{(s)}, \dots, \delta_{(n-1)n}^{(s)}, \omega^{(s)}, \omega_{m1}^{(s)}, \dots, \omega_{m,r}^{(s)})], \quad (\text{П-6})$$

где $K_{\delta,i}^{(s)}$, $K_{\omega}^{(s)}$ определяются по выражениям (12) и (13):

$$K_{m,v}^{(s)} = \frac{1}{\left| \frac{\partial T_{m,v}}{\partial \omega_{m,v}} - \frac{\partial T_{m,v}}{\partial \omega_{m,v}} \right|^{(s)}}. \quad (\text{П-7})$$

В результате определяются значения обобщенных координат электроэнергетической системы в установившемся режиме. Это $(n-1)$ взаимный угол сдвига роторов генераторов, одна общая скорость вращения генераторов и r скоростей вращения асинхронных двигателей. Для практической реализации итерационного процесса следует ввести алгебраические уравнения связи переменных, рассмотренные выше. Алгоритм расчета статически аperiodически устойчивого установившегося режима при учете асинхронных двигателей состоит из следующих этапов.

1. Задание исходных значений $\delta_{in}^{(0)}$, $\omega^{(0)}$, $\omega_{m,v}^{(0)}$.
2. Определение скольжений асинхронных двигателей $\omega - \omega_{m,v}$.
3. Определение эквивалентных проводимостей узлов нагрузки на основе схем замещения асинхронных двигателей.
4. Решение алгебраических уравнений связи переменных.
5. Определение $(T_i - T_{T,i})$, $(T_{m,v} - T_{m,v})$.
6. Расчет новых значений обобщенных координат по формулам (П-4) — (П-7) и (12), (13).
7. Повторение с п. 2.

При наличии шин бесконечной мощности из искомого переменных исключается частота и соответственно уравнение (П-5).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Совалов С. А., Баринов В. А. Сходимость итерационных процессов установления режимов как критерий статической устойчивости. — Электричество, 1977, № 2.
2. Устойчивость электрических систем/ Лебедев С. А., Жданов П. С., Городский Д. А., Кантор Р. М. М.: Госэнергоиздат, 1940.
3. Совалов С. А., Кучкин М. Д., Лезнов С. И. Режимные характеристики объединенных энергосистем Центра, Урала и Юга. М.: Госэнергоиздат, 1962.
4. Вонсович М. Я., Левит Л. М., Совалов С. А. Определение действующего коэффициента крутизны частотной характеристики энергосистемы. — Электрические станции, 1969, № 7.
5. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления. М.: Энергия, 1965.
6. Баринов В. А. Определение запаса статической аperiodической устойчивости сложных электрических систем. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 5.
7. Сравнительный анализ программ расчета на ЦВМ статической устойчивости энергосистем/ Совалов С. А., Шелухин Н. Н., Выговская Е. П. и др. В кн.: Сборник докладов III Всесоюзного научно-технического совещания по устойчивости и надежности энергосистем СССР. М.: Энергия, 1973. [19.6.1978]

Математическая модель для расчета динамической устойчивости электрических систем

Академик АН УССР ПУХОВ Г. Е.

Киев

Рассмотрим электрическую систему, состоящую из синхронных генераторов, нагрузок, линий электропередач, трансформаторов, различных компенсирующих устройств. Если сделать обычные допущения [Л. 1 и 2], то дифференциальные уравнения движения роторов n связанных синхронных машин могут быть записаны в известной форме:

$$\left. \begin{aligned} M_1 \frac{d^2 \delta_1}{dt^2} + D_1 \frac{d \delta_1}{dt} + \frac{E_1^2}{z_{11}} \sin \alpha_{11} + \\ + \frac{E_1 E_2}{z_{12}} \sin (\delta_1 - \delta_2 - \alpha_{12}) + \dots + \\ + \frac{E_1 E_n}{z_{1n}} \sin (\delta_1 - \delta_n - \alpha_{1n}) = p_1; \\ M_2 \frac{d^2 \delta_2}{dt^2} + D_2 \frac{d \delta_2}{dt} + \\ + \frac{E_2 E_1}{z_{21}} \sin (\delta_2 - \delta_1 - \alpha_{21}) \sin \alpha_{21} + \dots + \\ + \frac{E_2 E_n}{z_{2n}} \sin (\delta_2 - \delta_n - \alpha_{2n}) = p_2; \\ \dots \dots \dots \\ M_n \frac{d^2 \delta_n}{dt^2} + D_n \frac{d \delta_n}{dt} + \frac{E_n E_1}{z_{n1}} \sin (\delta_n - \delta_1 - \alpha_{n1}) + \\ + \frac{E_n E_2}{z_{n2}} \sin (\delta_n - \delta_2 - \alpha_{n2}) + \dots + \\ + \frac{E_n^2}{z_{nn}} \sin \alpha_{nn} = p_n, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где M_i — инерционные постоянные вращающихся частей; δ_i — углы, которые составляют оси роторов с некоторой синхронно вращающейся осью; E_i — эквивалентные э. д. с. машин; z_{ij} и α_{ij} — модули и дополнительные до $\pi/2$ углы собственных и взаимных сопротивлений системы; p_i — мощности, вводимые в систему от первичных двигателей; D_i — коэффициенты демпфирования.

Электрическая система считается динамически устойчивой, если при соответствующих нарушениях режимов ее работы модули относительных углов роторов с течением времени остаются ограниченными, т. е., если

$$\text{mod}(\delta_i - \delta_j) < m,$$

где m — некоторая постоянная.

Математическая модель динамической устойчивости в форме дифференциальных уравнений (1) довольно громоздка, что затрудняет ее преобразования, а также рассмотрение различных численных методов исследования. В связи с этим приведем ее сначала к одному уравнению, а затем с помощью такого уравнения получим ряд математических моделей, в частности алгебраических, облегчающих исследования динамической устойчивости.

Основное уравнение. Приведение системы дифференциальных уравнений к виду одного уравнения, которое далее будем называть основным, воз-

можно сделать с помощью так называемых П-преобразований [Л. 3]. Основная идея П-преобразований матриц (и векторов) заключается в том, что компоненты преобразованной матрицы получаются путем реализации одной и той же операции, определяемой принятым общим символом. Примерами хорошо известных простых операций могут служить операции дифференцирования и интегрирования матриц по независимому аргументу, так как для таких операций

$$\left\{ \frac{dA(t)}{dt} \right\}_{ij} = \frac{da_{ij}}{dt}, \quad \left\{ \int A(t) dt \right\}_{ij} = \int a_{ij}(t) dt,$$

где символ $\{ \dots \}_{ij}$ указывает на компоненту матрицы, стоящую на пересечении i -й строки и j -го столбца. Приведем те П-операции, которые понадобятся при преобразованиях системы дифференциальных уравнений (1).

П-произведением матриц A и B называется матрица C , компоненты которой определяются как произведения одноименных компонент A и B :

$$\{C\}_{ij} = \{A \circ B\}_{ij} = c_{ij} = a_{ij} b_{ij}.$$

Частным от П-деления матрицы A на B называется матрица C , компоненты которой получаются в результате деления одноименных компонент матричных делимого и делителя:

$$\{C\}_{ij} = \left\{ \frac{A}{B} \right\}_{ij} = c_{ij} = \frac{a_{ij}}{b_{ij}}.$$

Матрица B называется П-функцией от матрицы A , если компоненты B выражаются через компоненты A следующим образом:

$$\{B\}_{ij} = \{\varphi(A)\}_{ij} = \varphi(a_{ij}),$$

где φ — символ соответствующей П-функции.

Так, например, для П-синуса:

$$\{\sin A\}_{ij} = \sin a_{ij}$$

или подробнее:

$$\sin \begin{pmatrix} a_{11} & a_{1n} \\ \dots & \dots \\ a_{m1} & a_{mn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin a_{11} & \sin a_{1n} \\ \dots & \dots \\ \sin a_{m1} & \sin a_{mn} \end{pmatrix}.$$

Операции П-дифференцирования и интегрирования по i, j -компонентам определяются выражениями:

$$\left\{ \frac{dA}{dt} \right\}_{ij} = \frac{da_{ij}}{dt}; \quad \left\{ \int A \circ dB \right\}_{ij} = \int a_{ij} db_{ij}.$$

Под скалярным произведением матриц A и B условимся понимать вектор, компонентами которого являются скалярные произведения их одноименных строк, столбцов или строк и столбцов. Подобное определение включает четыре операции скалярного произведения матриц. Нам требуется лишь первое определение скалярного произведения, при

котором i -я компонента получаемого вектора вычисляется по формуле

$$\{A \ominus B\}_i = \sum_{j=1}^{j=n} a_{ij} b_{ij}.$$

Возвращаясь теперь к исходной системе нелинейных дифференциальных уравнений (1), введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} M &= \begin{pmatrix} M_1 & 0 \\ 0 & M_n \end{pmatrix}; \quad D = \begin{pmatrix} D_1 & 0 \\ 0 & D_n \end{pmatrix}; \\ \delta &= \begin{pmatrix} \delta_1 & \delta_1 \\ \delta_2 & \delta_2 \\ \dots & \dots \\ \delta_n & \delta_n \end{pmatrix}; \quad E = \begin{pmatrix} E_1 & E_1 \\ E_2 & E_2 \\ \dots & \dots \\ E_n & E_n \end{pmatrix}; \\ z &= \begin{pmatrix} z_{11} & z_{1n} \\ z_{21} & z_{2n} \\ \dots & \dots \\ z_{n1} & z_{nn} \end{pmatrix}; \quad \alpha = \begin{pmatrix} \alpha_{11}\alpha_{12} - \alpha_{1n} \\ -\alpha_{21}\alpha_{22} - \alpha_{2n} \\ \dots & \dots \\ -\alpha_{n1} - \alpha_{n2}\alpha_{nn} \end{pmatrix}; \\ p &= \begin{pmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \dots \\ p_n \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

С учетом этих обозначений рассматриваемая система дифференциальных уравнений на языке Π -операций может быть представлена в виде одного матрично-векторного уравнения:

$$M \ominus \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \ominus \frac{d \delta}{dt} + \frac{E \ominus E^T}{z} \ominus \sin(\delta - \delta^T + \alpha) = p, \quad (2)$$

где верхний индекс «т» указывает на операцию транспонирования соответствующих матриц.

Данное уравнение, условимся называть его основным, по внешнему виду похоже на уравнение движения ротора одного синхронного генератора, работающего на мощную сеть, и имеет ясный физический смысл. Первый член уравнения отражает влияние сил инерции, второй — демпферных сил, третий — электромагнитных сил, действующих на валы роторов, а четвертый — первичных двигателей.

Преобразование по Шеннону основного уравнения. Уравнение (2) содержит нелинейный член в форме матрицы синусов. При численном определении процесса изменения углов $\delta = \delta(t)$ во времени и в случае перехода к рассмотренной ниже точной алгебраической модели системы целесообразно преобразовать уравнение (2) так, чтобы исключить тригонометрические члены. Сделать это можно, применив к уравнению (2) преобразования Шеннона [Л. 4], хорошо известные в теории моделирования дифференциальных уравнений на АВМ и цифровых дифференциальных анализаторах.

Введем новые переменные:

$$s = \sin(\delta - \delta^T + \alpha), \quad c = \cos(\delta - \delta^T + \alpha).$$

Дифференцируя эти выражения по t , получаем:

$$\frac{ds}{dt} = c \odot \left(\frac{d\delta}{dt} - \frac{d\delta^T}{dt} \right);$$

$$\frac{dc}{dt} = -s \odot \left(\frac{d\delta}{dt} - \frac{d\delta^T}{dt} \right).$$

Поскольку $d\delta/dt$ представляет матрицу угловых скоростей роторов $\omega = \omega(t)$, то легко видеть, что уравнение (2) может быть представлено эквивалентной системой:

$$\left. \begin{aligned} M \ominus \frac{d\omega}{dt} &= p - \frac{E \ominus E^T}{z} \ominus s - D \ominus \omega; \\ \frac{ds}{dt} &= c \odot (\omega - \omega^T); \\ \frac{dc}{dt} &= -s \odot (\omega - \omega^T); \\ \frac{d\delta}{dt} &= \omega. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Полученные дифференциальные уравнения и являются той математической моделью, которая формально не содержит тригонометрических функций. Эта математическая модель состоит из четырех уравнений: основного и трех вспомогательных, причем последнее из них независимо от остальных и служит для определения матрицы углов $\delta(t)$ путем интегрирования матрицы угловых скоростей $\omega(t)$.

Алгебраическое представление модели системы. Для дифференциальных уравнений, представленных в форме Шеннона, всегда может быть получен алгебраический аналог, если для этого воспользоваться методом тейлоровских преобразований [Л. 5]. Метод этот основан на двух преобразованиях. Прямое

$$X(k) = \frac{H^k}{k!} \left[\frac{\partial^k x(t)}{\partial t^k} \right]_{t=0}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, \infty$$

переводит оригинал $x = x(t)$ в T -изображение $X(k)$. Обратное

$$x(t) = \sum_{k=0}^{k=\infty} \left(\frac{t}{H} \right)^k X(k)$$

позволяет по дискретам изображения $X(0), X(1), \dots, X(\infty)$ найти оригинал $x(t)$.

Масштабная постоянная H выбирается расчетчиком исходя из удобства расчетов.

Для перевода дифференциальных уравнений (3) в область T -изображений достаточно использовать следующие зависимости:

$$\left. \begin{aligned} x(t) \pm y(t) &\doteq X(k) \pm Y(k); \\ \lambda x(t) &\doteq \lambda X(k); \\ x(t) y(t) &\doteq \sum_{l=0}^{l=k} X(l) Y(k-l); \\ \frac{dx(t)}{dt} &\doteq \frac{k+1}{H} X(k+1), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

непосредственно следующие из общих выражений для прямого и обратного T -преобразований. Здесь $x(t), y(t)$ — оригиналы, представляющие функции непрерывного аргумента t (времени); $X(k), Y(k)$ — их T -изображения, представляющие дискретные

функции целочисленного аргумента $k=0, 1, 2, \dots$, ∞ ; $\overline{\cdot}$ — символ T -преобразований, смысл которого аналогичен символу $\overline{\cdot}$, применяемому в операционном исчислении; λ — некоторая постоянная.

Применяя прямое T -преобразование к дифференциальным уравнениям (3), получаем искомые алгебраические соотношения, которые можно назвать алгебраической моделью:

$$\left. \begin{aligned} M \ominus \Omega(k+1) &= \frac{H}{k+1} \left[\mathbf{p} \mathbf{b}(k) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{E \odot E^T}{z} \ominus S(k) - \Gamma \ominus \Omega(k) \right]; \\ S(k+1) &= \frac{H}{k+1} \sum_{l=0}^{l=k} C(k) \odot [\Omega(k-l) - \\ &\quad - \Omega^T(k-l)]; \\ C(k+1) &= -\frac{H}{k+1} \sum_{l=0}^{l=k} S(k) \odot [\Omega(k-l) - \\ &\quad - \Omega^T(k-l)]; \\ \theta(k+1) &= \frac{H}{k+1} \Omega(k), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где величины

$$\begin{aligned} \Omega(k) &\overline{\cdot} \omega(t), \quad S(k) \overline{\cdot} s(t), \\ C(k) &\overline{\cdot} c(t), \quad \theta(k) \overline{\cdot} \delta(t) \end{aligned}$$

представляют собой дискретные функции, изображающие соответствующие функции времени, а $\mathbf{b}(k)$ — изображение единицы:

$$\mathbf{b}(k) = \begin{cases} 1, & k=0; \\ 0, & k \neq 0. \end{cases}$$

Алгебраическая модель (5) представляет совокупность рекуррентных уравнений, с помощью которой можно последовательно определить любое число дискрет изображений $\Omega(1)$, $S(1)$, $C(1)$, $\theta(1)$; $\Omega(2)$, $S(2)$, $C(2)$, $\theta(2)$ и т. д., поскольку начальные значения их известны:

$$\begin{aligned} \Omega(0) &= \omega(0); \\ S(0) &= s(0) = \underline{\sin} [\delta(0) - \delta^T(0) + \alpha]; \\ C(0) &= c(0) = \underline{\cos} [\delta(0) - \delta^T(0) + \alpha]; \\ \theta(0) &= \delta(0). \end{aligned}$$

Полученная алгебраическая модель динамической устойчивости электрической системы позволяет строить эффективные численные методы расчета, так как она является точным алгебраическим аналогом основного уравнения (2). Один из таких методов будет изложен ниже.

Линеаризация основного уравнения. Получим приближенную алгебраическую модель динамической устойчивости, применив для этой цели метод непрерывной линеаризации нелинейностей к компонентам Π -синуса, входящего в основное дифференциальное уравнение.

Разложим функцию $\sin(\delta - \delta^T + \alpha)$ в ряд Тейлора вокруг некоторой точки λ . После отбрасывания

нелинейных членов будем иметь

$$\underline{\sin}(\delta - \delta^T + \alpha) \approx \underline{\sin} \lambda + (\delta - \delta^T + \alpha - \lambda) \odot \underline{\cos} \lambda.$$

Подставляя это выражение в (2), получаем дифференциальное уравнение:

$$\begin{aligned} M \ominus \frac{d^2 \delta}{dt^2} + D \ominus \frac{d \delta}{dt} + \frac{E \odot E^T}{z} \ominus [(\delta - \delta^T) \odot \underline{\cos} \lambda] = \\ = P - \frac{E \odot E^T}{z} \ominus [\underline{\sin} \lambda - (\alpha - \lambda) \odot \underline{\cos} \lambda], \end{aligned} \quad (6)$$

которое при фиксированном параметре λ имеет постоянные коэффициенты.

При переходе электрической системы из состояния, характеризуемого матрицей углов δ_i в состояние, которому соответствует матрица δ_{i+1} , и при выборе параметра λ в границах

$$\delta_i - \delta^T_i + \alpha \leq \lambda \leq \delta_{i+1} - \delta^T_{i+1} + \alpha$$

локальное дифференциальное уравнение (6) будет тем точнее описывать переходный процесс в промежутке $t_i \leq t \leq t_{i+1}$, чем меньше будет модуль разности $\delta_{i+1} - \delta_i$. Поскольку угол $\delta = \delta(t)$ представляет непрерывную функцию времени t , вычисление его с помощью локального уравнения целесообразно производить путем последовательного припасовывания решений соседних интервалов, полагая $\lambda = \lambda_0$, $\lambda = \lambda_1$ и т. д.

При замене в линеаризованном уравнении производной $d^2 \delta / dt^2$ подходящей конечной разностью мы можем перейти к локальной алгебраической модели системы. Однако есть возможность получить точную алгебраическую модель, если перевести дифференциальное уравнение (6) в область T -изображений. Сделать это легко, если заметить, что T -изображение второй производной от матрицы $\delta(t)$ по t

$$\frac{d^2 \delta}{dt^2} \overline{\cdot} \frac{(k+1)(k+2)}{H^2} \theta(k+2).$$

Учитывая это, получаем упрощенную алгебраическую модель системы:

$$\left. \begin{aligned} M \ominus \theta(k+2) &= -\frac{H}{k+2} D \ominus \theta(k+1) + \\ &\quad + \frac{H^2}{(k+1)(k+2)} \left\{ \mathbf{b}(k) \mathbf{b}(\lambda) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{E \odot E^T}{z} \ominus [\theta(k) - \theta^T(k) \odot \underline{\cos} \lambda] \right\}; \\ \mathbf{b}(\lambda) &= \mathbf{p} - \frac{E \odot E^T}{z} \ominus [\underline{\sin} \lambda - (\alpha - \lambda) \odot \underline{\cos} \lambda]. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Расчет переходных процессов. Основное дифференциальное уравнение (2) имеет ту же информативность, что и исходная система дифференциальных уравнений (1). Поэтому решение его известными численными методами [Л. 6] не будет давать чего-либо нового в отношении погрешностей результатов, выбора допустимого шага интегрирования, объема и требуемого времени выполнения вычислений и устойчивости самого вычислительного процесса.

Есть основания полагать, что на основе полученных выше алгебраических моделей могут быть построены более эффективные методы расчета динамической устойчивости. Здесь изложим два метода, эффективность которых проверялась при расчете конкретных электрических систем. Первый из них является точным, т. е. таким, погрешности которого определяются лишь объемом вычислений. Второй метод основывается на использовании приближенной математической модели (7).

Рассмотрим первый метод. Точная алгебраическая модель (5) имеет следующую структуру:

$$\mathbf{X}(k+1) = \Phi[\mathbf{X}(k)], \quad (8)$$

где $\mathbf{X}(k)$ — вектор T -изображений неизвестных; Φ — оператор, определяющий математические действия, которые следует выполнить над $\mathbf{X}(k)$ для того, чтобы получить вектор $\mathbf{X}(k+1)$.

Разделим отрезок $(0, T)$, на котором необходимо изучить переходный процесс системы, на N одинаковых интервалов продолжительностью $H = T/N$. Структура (8) имеет место для каждого из таких интервалов и, следовательно,

$$\mathbf{X}_i(k+1) = \Phi[\mathbf{X}_i(k)], \quad (9)$$

где $i=0, 1, 2, \dots, N-1$ — номера интервалов.

Искомые функции являются непрерывными. Поэтому

$$x_{i+1} = X_{i+1}(0) = \sum_{k=0}^{k=\infty} X_i(k), \quad i=0, 1, 2, \dots, N-1,$$

где x_i — значение оригинала в точке $t_i = iH$.

Данное выражение совместно с (9), которое просто является компактной записью алгебраической модели (5), позволяет последовательно определить величины x_1 по x_0 , x_2 по x_1 и все остальные величины вплоть до x_N до x_{N-1} . Выбор шага H и числа членов в бесконечных суммах, которое следует учитывать по соображениям точности, может эффективно контролироваться с помощью формулы

$$x_{i-1} = X_{i-1}(0) = \sum_{k=0}^{k=\infty} (-1)^k X_i(k), \quad i=1, 2, \dots, N-1,$$

непосредственно получаемой по обратному тейлоровскому преобразованию.

Второй метод расчета динамической устойчивости аналогичен рассмотренному, но вместо алгебраической модели (5) используется более простая, но приближенная алгебраическая модель (7). Рассмотрим этот метод.

Замечая, что

$$\theta(k+2) = H \frac{\Omega(k+1)}{k+2},$$

можем представить модель (7) в виде системы:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{M} \ominus \Omega(k+1) &= \frac{H}{k+1} \left\{ \mathbf{b}(k) \mathbf{b}(\lambda) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\mathbf{E} \circ \mathbf{E}^T}{\mathbf{z}} \ominus [\theta(k) - \theta^T(k) \circ \cos \lambda] - \right. \\ &\quad \left. - \mathbf{D} \ominus \Omega(k) \right\}; \\ \mathbf{b}(\lambda) &= \mathbf{p} - \frac{\mathbf{E} \circ \mathbf{E}^T}{\mathbf{z}} \ominus [\sin \lambda - (\alpha - \lambda) \circ \cos \lambda]; \\ \theta(k+1) &= \frac{H}{k+1} \Omega(k), \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

структура которой совпадает с (8).

Следовательно, расчет переходного процесса можно произвести аналогично первому методу, заменив систему уравнений (5) на уравнения (10).

Матричный параметр λ можно выбирать на каждом шаге

$$\lambda_i = \delta_i - \delta_i^T + \alpha$$

или

$$\lambda_i = \frac{1}{2} (\delta_i - \delta_i^T + \delta_{i+1} - \delta_{i+1}^T) + \alpha,$$

что будет давать более точные результаты, но окажется связанным с выполнением на каждом шаге итерационного процесса вычислений.

Заключение. Полученные математические модели, в частности, точная алгебраическая модель (5), если привлечь к расчету такие известные методы, как метод фиктивных электрических станций, присоединяемых в местах включения нагрузок, метод замены синхронных генераторов с явно выраженными полюсами эквивалентными генераторами с гладким ротором и ряд других, позволяют распространить применение алгебраических моделей на расчеты динамической устойчивости сложных электрических систем с учетом большего числа факторов. Принципиально просто можно учитывать также влияние на электромеханические переходные процессы процесса изменения во времени э. д. с. генераторов. Расширенные модели снова будут алгебраическими, методика их применения для расчетов переходных процессов почти не отличается от рассмотренных.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веников В. А. Электромеханические переходные процессы в электрических системах. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1958.
2. Жданов П. С. Устойчивость электрических систем. М.—Л.: Госэнергоиздат, 1948.
3. Пухов Г. Е. Некоторые дополнительные операции над матрицами и многомерными векторами и примеры их применения. — В кн.: Электроника и моделирование. Киев: Наукова думка, 1977, вып. 14.
4. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Изд-во иностр. лит-ры, 1963.
5. Пухов Г. Е. Преобразования Тейлора и применения их в электротехнике и электронике. Киев: Наукова думка, 1978.
6. Авраменко В. Н., Медьян В. В., Цукерник Л. В. Исследование программ расчета динамической устойчивости и электромеханического переходного процесса энергосистем. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев: Наукова думка, 1970, вып. 25.

[23.6.1978]

Шаговый метод расчета компенсации реактивных нагрузок в промышленной электрической сети

Доктор техн. наук КАЯЛОВ Г. М.

Новочеркасск

В действующей директивной части «Указаний» [Л. 1] Минэнерго СССР заложены принципы расчета компенсации реактивных нагрузок (КРН) во внутриводской электрической сети. Этот расчет должен основываться на задаваемом энергосистемой предприятию значении его входной реактивной мощности, или, что то же, — на заданном максимуме Q'_m его реактивной нагрузки после выполнения КРН. В то же время в существующей проектной практике все еще нет общепринятого, обоснованного метода расчета КРН заводской электросети, который отвечал бы [Л. 1], а в ведомственных материалах нет рекомендаций по выбору такого метода из числа существующих.

В статье рассматривается шаговый метод расчета оптимального числа мощностей и размещения батарей конденсаторов (КБ) в заводской сети. Этот метод физически нагляден и математически прост, что должно, в частности, существенно облегчить его усвоение и применение специалистами. Шаговая структура расчетного алгоритма упрощает диалог с ЦВМ, выполнение расчетов по неполной программе и др. Оценка принятых в методе приближенных допущений и сопоставление результатов частных расчетов показывают, что погрешность шагового расчета не превышает погрешностей существующих методов.

Основные понятия и принципы расчета. Входная мощность $Q_{вх}$ является первой из двух ключевых величин, необходимых для решения задачи КРН в районных и заводских сетях. Совокупность значений $Q_{вх}$ для узлов районной сети в конечном счете определяет величину потерь в ней при максимальной нагрузке, а допустимый минимум суммы $Q_{в} = \sum Q_{вх}$ для всех узлов, отвечающий возможному минимуму потерь в районной сети при максимальной нагрузке, определяется условиями устойчивой работы системы. Учет значений $Q_{вх}$ при КРН в заводских сетях устраняет системный и местный дефициты мощности [Л. 2].

Экономично отдаваемая синхронными двигателями суммарная реактивная мощность Q_{CD} при максимальной нагрузке определяется на основе особых технико-экономических расчетов. Задание $Q_{вх}$ для заводской сети, имеющей максимум реактивной нагрузки Q_m , определит суммарную мощность Q_K всех подлежащих установке в ней КБ:

$$Q_K = Q_m - Q_{вх} - Q_{CD} = f(Q_{вх}), \quad (1a)$$

а следовательно, и наибольшее снижение потерь мощности в заводской сети:

$$\delta P_{\max} = \varphi(Q_K) = \psi(Q_{вх}), \quad (16)$$

достижимое без специального увеличения для этой цели приведенных затрат на КРН (т. е. при экономически оправданном количестве КБ). Это снижение уже не влияет при данном $Q_{вх}$ на потери в районной сети; оно однозначно реализуется на основе шагового расчета путем выбора оптималь-

ного числа КБ, их мощностей, напряжения и размещения в заводских сетях 0,38—10 кВ.

Второй ключевой величиной для расчета КРН заводской сети является предельная мощность $Q_{к0}$ конденсаторной батареи для неразветвленной магистрали (см. приложение). Это — мощность такой нерегулируемой КБ, размещение которой на данной магистрали дает в ней наибольшее возможное снижение потерь мощности и энергии. В шаговом методе для очередной, устанавливаемой по расчету КБ, всегда выбирается мощность, предельная для данного участка сети. В этом заключается причина ключевого для КРН характера понятия предельной мощности КБ.

В шаговом методе введено более общее понятие предельной для заводской сети мощности $\bar{Q}_{к0} = \sum Q_{к0}$ всех КБ, однозначно размещаемых в ней, из условия получения при этом наибольшего суммарного снижения потерь, но без увеличения приведенных затрат. Из соотношений (1a) и (16) и пояснений к ним следует, что системный расчет значений $Q_{вх}$ должен в его экономической части учитывать, хотя бы приближенно, отвечающий значениям $Q_{вх}$ и Q_K эффект КРН в заводских сетях. Поэтому очень важна возможность оптимальной корректировки значений $Q_{вх}$ и Q_K по результатам шагового расчета. Оказывается, что эта корректировка не требует пересмотра уже найденных шаговым методом мощностей отдельных КБ и их размещения, а сводится лишь к исключению либо добавлению нескольких КБ, избыточной либо недостающей мощности.

Алгоритм шагового расчета. В основу шагового метода положена разомкнутая магистрально-разветвленная структура заводской сети, в качестве типового элемента которой принята простая неразветвленная магистраль X_n с несколькими узлами непосредственно подключенных к ней нагрузок, соединяющая два соседних узла ветвления сети (рис. 1). Начало и конец такого элемента опреде-

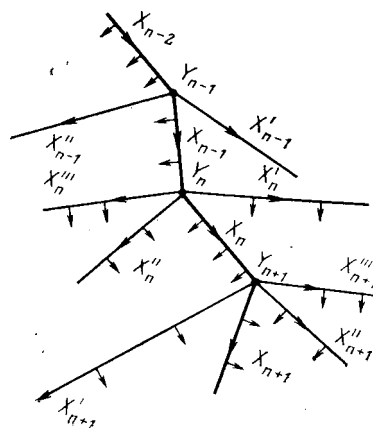


Рис. 1.

ляются направлением в сторону удаления от источника питания. К каждому узлу разветвления Y_n сети присоединены начала не менее двух выходных элементов X_n, X'_n, X''_n, \dots , где X_n — элемент с наибольшими потерями в нем, и конец единственного входного элемента X_{n-1} , связывающего узел Y_n с ближайшим предшествующим Y_{n-1} . Заметим, что сам шаговый расчет ведется от одного узла к другому в направлении приближения к источнику тока, т. е. в направлении, обратном нумерации узлов.

За один шаг расчета с помощью формул, данных в приложении, определяются оптимальные точки подключения и предельные мощности КБ сначала для всех выходных элементов в порядке убывания потерь энергии в них, а затем для входного элемента X_{n-1} очередного узла Y_n ветвления сети. При этом из натуральных нагрузок каждого элемента узла надо вычесть суммарную мощность всех КБ, уже принятых в предыдущих шагах к установке на предшествующих элементах сети, начиная с одного или нескольких конечных, тупиковых ее элементов.

Установка очередной КБ должна осуществляться, разумеется, за счет Q_k , которая должна быть экономичной: обусловленное ею снижение потерь должно быть не меньше приведенных затрат, отвечающих постоянной составляющей стоимости одной КБ. Это приводит к следующему критерию окупаемости установки очередной КБ:

$$\Delta Z = bT \frac{r_0 10^{-3}}{U^2} Q_{\text{кв}}^2 - A_{\text{кв}} e_{\text{к}} \geq 0. \quad (2)$$

Здесь ΔZ — снижение приведенных затрат при установке КБ; b — стоимость 1 кВт·ч потерь энергии; T — число часов работы сети за год; r_0 — сопротивление начального участка магистрали до оптимальной точки подключения КБ к магистрали; U — напряжение сети; $A_{\text{кв}} e_{\text{к}}$ — приведенные затраты по постоянной составляющей стоимости КБ $A_{\text{кв}}$.

Заметим, что в (2) не входит стоимость самих конденсаторов, поскольку они берутся из «фонда» Q_k , подлежащего обязательной установке согласно (1а) и (1б) при заданном значении $Q_{\text{вх}}$.

В (2) мощность КБ принята равной предельной $Q_{\text{кв}}$; достигаемое при этом наибольшее снижение стоимости потерь в элементе определено в (2) согласно формуле (П-10), данной в приложении. Вместе с тем принято $Q_{\text{кв}} = \text{const}$.

Как видно, критерий (2) не предполагает установки на одном элементе сети более одной КБ, поскольку установка одной нерегулируемой КБ предельной мощности уже дает снижение потерь на 89% [Л. 3]. Снижение потерь будет иметь место на всех участках сети по пути от очередной КБ к источнику питания, но учитывать этот эффект следует постепенно, причем не обязательно полностью, а лишь в объеме, соответствующем окупаемости этой КБ. Сначала критерий (2) проверяется для выходных элементов узла, в порядке убывания потерь в них. Если условие (2) соблюдено для самого элемента, то экономичность установки КБ на нем уже доказана, и следует переходить к проверке этого условия для следующего элемента. При соблюдении (2) для всех выходных элементов дан-

ный шаг расчета заканчивается проверкой входного элемента. Если же (2) не соблюдено для некоторого выходного элемента $X_n^{(k)}$ узла, это будет иметь место и для остальных, поскольку потери в них меньше. В таком случае необходимо учесть влияние КБ, возможной на $X_n^{(k)}$, на снижение потерь также и во входном элементе X_{n-1} , для чего следует проверить (2) для удлиненного элемента, получаемого присоединением $X_n^{(k)}$ к входному элементу X_{n-1} . При повторной неудаче проверка остальных выходных элементов, а также входного отпадает, и шаг расчета для узла Y_n заканчивается, причем удлиненный элемент подлежит включению в число выходных элементов соседнего очередного узла Y_{n-1} ветвления сети, к шагу расчета для которого и следует перейти.

Если же для первого удлиненного элемента X_{n-1} , $X_n^{(k)}, \dots$ узла Y_n критерий (2) будет уже удовлетворен, следует различить два случая — получение оптимального размещения новой КБ на выходном $X_n^{(k)}$ или входном X_{n-1} участках удлиненного элемента. В первом случае для окончания шага расчета по узлу Y_n надлежит еще рассмотреть второй удлиненный элемент ($X_{n-1}, X_n^{(k+1)}$), полученный из предыдущего заменой его выходного участка $X_n^{(k)}$ на следующий за ним по величине потерь, т. е. $X_n^{(k+1)}$. Во втором случае шаг расчета для узла Y_n заканчивается установкой КБ на входном элементе X_{n-1} , поскольку рассмотрение еще одного элемента — того же, что и в первом случае, т. е. ($X_{n-1}, X_n^{(k+1)}$), имело бы смысл лишь при появлении на нем второй КБ, что заведомо исключено в пояснениях к условию (2).

Линейная модель диаграммы нагрузки элемента сети. Для обобщенного анализа показателей оптимальной КНР и для коренного снижения трудоемкости расчетов по КНР в магистральных сетях до 1 кВ, а также для выполнения приближенных расчетов при неуточненных исходных данных, в особенности при известном методе «параллельного» проектирования электрической и технологической частей предприятия, целесообразно использование приближенной линейной модели (рис. 2) для убывающей ступенчатой диаграммы $Q(r)$ распределения реактивной нагрузки магистрали по ее длине.

Начальная, наибольшая, ордината Q_0 диаграммы сохраняется и в модели; вторым ее параметром является относительная величина

$$\alpha = Q_{\text{min}} / Q_0 \quad (3a)$$

наименьшей ординаты. Для входного элемента любого узла ветвления сети значение Q_{min} равно реактивной нагрузке в его конце, т. е. суммарной начальной нагрузке выходных элементов узла. Для тупикового элемента с несколькими нагрузками в его узлах Q_{min} есть последняя из них. Однако при изменяющейся средней плотности нагрузок элемента любого типа на участках между его узлами

$$\alpha = 2 \frac{\bar{Q}}{Q_0} - 1,$$

где

$$\bar{Q} = \frac{1}{R} \int_0^R Q(r) dr; \quad (36)$$

R — полное сопротивление элемента. Третий параметр модели β учитывает возможное наличие в элементе сети начального участка с сопротивлением $R_0 = \beta R$ и неизменной по его длине нагрузкой $Q = \text{const} = Q_0$.

Как показано в приложении, линейная модель диаграммы $Q(r)$ позволяет получить общие приближенные формулы и диаграммы рис. 3 для предельной мощности $Q_{к0} = \varepsilon_0 Q_0$ батареи и координаты $r_0 = x_0 R$ точки ее установки. Эти формулы связаны с критическим значением α_x параметра α модели:

$$\alpha_x = \frac{1 + 2\beta}{3 + 4\beta}, \quad \frac{1}{3} \leq \alpha_x \leq \frac{1}{2} \quad (3в)$$

и имеют следующий вид:

при $\alpha \leq \alpha_x$ (в частности, при любом β , если $\alpha \leq \frac{1}{3}$)

$$Q_{к0} = \frac{2}{3} Q_0 (2 + z - \sqrt{1 + z + z^2}),$$

где $z = 2\beta(1 - \alpha)$;

$$r_0 = \frac{1}{3(1 - \alpha)} R (1 - z + \sqrt{1 + z + z^2}); \quad (4а)$$

при $\alpha \geq \alpha_x$ (в частности, при любом β , если $\alpha \geq \frac{1}{2}$)

$$Q_{к0} = Q_0 \frac{\frac{1 + \alpha}{2} + \beta}{1 + \beta}, \quad r_0 = R. \quad (4б)$$

Как видно, уже при $\alpha \geq 1/2$ для любых β или при $\alpha \geq 1/3$ для $\beta \approx 0$ оптимальным является подключение КБ в конце магистрали, как это имеет место для радиальной линии, т. е. для предельного значения $\alpha = 1$. Другими словами, установка второй КБ на магистрали отпадает просто из-за отсутствия для нее места. Вообще, из (4а) и (4б) нетрудно найти, что в любом случае $R/2 \leq r_0 \leq R$ (при изменении z от 0 до ∞).

Пояснения к рис. 3 даны в приложении; здесь уместно указать еще два частных случая.

Если $\beta = 0$, то $z = 0$; $\alpha_x = \frac{1}{3}$, так что тогда

$$\text{при } \alpha \geq \frac{1}{3} \quad Q_{к0} = \frac{1}{2} (1 + \alpha) Q_0; \quad r_0 = R;$$

$$\text{при } \alpha \leq \frac{1}{3} \quad Q_{к0} = \frac{2}{3} Q_0; \quad r_0 = \frac{2}{3(1 - \alpha)} R.$$

Если же, например, $\beta = 1$, то $z = 2(1 - \alpha)$ и тогда

$$\text{при } \alpha \geq \alpha_x = \frac{3}{7} \quad Q_{к0} = \frac{3 + \alpha}{4} Q_0; \quad r_0 = R;$$

$$\text{при } \alpha = 0 \quad Q_{к0} = 0,91 Q_0; \quad r_0 = 0,55 R.$$

В заключение заметим, что при числе узлов нагрузки на магистрали не более трех-четырех (как, например, для кабельных или шинопроводных магистралей 6—10 кВ), несложен и уточненный метод определения неизвестных $Q_{к0}$, r_0 из системы уравнений (П1)—(П6), например, методом итераций или по диаграммам рис. 3, которые легко табулировать и ввести в память ЦВМ.

Общие положения шагового расчета. Выбор направления шагового расчета от конечных участков сети к источнику питания обусловлен тем, что он исключает влияние последующих КБ на установленные на пройденных элементах сети; при этом большое значение имеют предельная мощность $Q_{к0}$ для КБ на данном элементе сети, влияние очередной КБ на снижение потерь на последующих участках сети, более близких к источнику питания («локальная окупаемость» каждой КБ).

Характерным для шагового метода является также исключение расчетов по распределению общей мощности всех КБ между напряжениями 0,38—0,66 и 6—10 кВ. Действительно, выбор напряжения для каждой очередной КБ осуществляется естественным образом, по ходу расчета. При этом неявно учитываются преимущества КБ напряжением до 1 кВ: более высокая эффективность КНР благодаря более глубокому их размещению в сети; значительно меньшая стоимость постоянной составляющей стоимости КБ (150 руб. вместо 1000 руб. при 6—10 кВ из-за большей стоимости аппаратуры); более высокая надежность конденсаторов и аппаратуры КБ на напряжение до 1 кВ. Однако для КБ 6—10 кВ следует проверять целесообразность замены их на КБ 0,38—0,66 кВ, подключенные к шинам цеховых подстанций, не допуская, однако, перекомпенсации их нагрузки. При этом надо учитывать большую стоимость конденсаторов для напряжения до 1 кВ. Независимо от

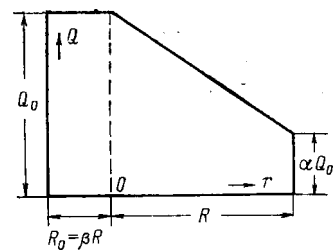


Рис. 2.

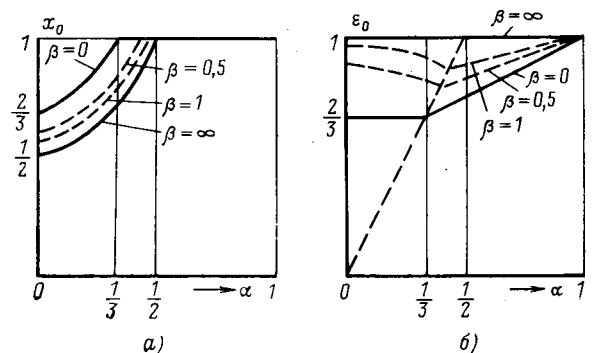


Рис. 3.

сказанного при завершении шагового расчета в сети до 1 кВ следует проверять экономичность установки на шинах 0,38—0,66 кВ подстанций дополнительных КБ, если это позволит снизить на одну ступень стандартную мощность цехового трансформатора.

Условия эксплуатации обычно требуют наличия устройств автоматического переключения ступеней мощности КБ; однако их удается использовать для эффективного снижения потерь энергии или регулирования напряжения лишь при междуступенном переключении, а не внутреннем регулировании мощности КБ вследствие слишком малого числа и большой величины ступеней, а также малого быстродействия. К тому же возможный дополнительный эффект снижения потерь в сети при внутрисменном регулировании КБ не может превысить 8% эффекта установки одной нерегулируемой КБ [Л. 3]. Вместе с тем при междуступенном переключении мощности КБ оптимальная точка подключения КБ на магистрали остается неизменной.

В общем случае Q_k отличается от \bar{Q}_{k0} — в первую очередь, когда задаваемая энергосистемой величина $Q_{вх}$ определена не по экономическим, а по специальным требованиям (устойчивость работы и др.). Если $\bar{Q}_{k0} > Q_k$, экономично исключить соответствующее число КБ, ближайших к главной понизительной подстанции и выбранных в порядке возрастания потерь в питающих их линиях. Если же $\bar{Q}_{k0} < Q_k$, то недостающую мощность $Q_k - \bar{Q}_k$ следует разместить на шинах 6—10 кВ главной понизительной подстанции или на шинах 380—660 В цеховых подстанций, не допуская при этом перекомпенсации нагрузок последних.

Следовательно, один раз выполненный для заводской сети расчет \bar{Q}_{k0} фактически решает задачу КРН для различных вариантов $Q_{вх}$.

Приложение. Основные формулы шагового расчета. Пусть на неразветвленной магистрали с диаграммой $Q(r)$ распределения реактивной нагрузки устанавливается одна КБ мощностью Q_k в конце участка с сопротивлением r . Тогда величина снижения средних за время работы магистрали потерь мощности в ней после КРН

$$\delta P = \frac{10^{-3}}{U^2} \int_0^r [2Q(r)Q_k - Q_k^2] dr, \quad (\text{П-1})$$

где $Q_k = \text{const}$.

Наивыгоднейшая по снижению δP точка r_x подключения КБ заданной мощности Q_k определяется условием обращения в нуль производной функции (П-1) по r , откуда

$$2Q(r_x) = Q_k. \quad (\text{П-2})$$

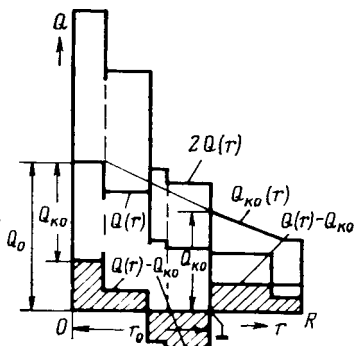


Рис. 4.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Наивыгоднейшая по снижению δP мощность батареи $Q_{k0}(r)$, подключаемой в заданной точке r , определяется условием обращения в нуль производной функции (П-1) по Q_k [Л. 4], что дает

$$Q_{k0}'(r) = \frac{1}{r} \int_0^r Q(r) dr. \quad (\text{П-3})$$

По определению $Q_{k0}(r)$ — граничная мощность КБ для точки r заданной магистрали. Если оставить свободный выбор как мощности КБ, так и точки ее подключения, то мы придем к понятию предельной мощности для одной КБ на данной магистрали согласно (П-3):

$$Q_{k0} = \frac{1}{r_0} \int_0^{r_0} Q(r) dr. \quad (\text{П-4})$$

Она дает наибольшее возможное при одной КБ значение δP при условии ее подключения в предельной точке r_0 , для которой по (П-2) и (П-4)

$$2Q(r_0) = Q_{k0}. \quad (\text{П-5})$$

В частном случае радиальной линии Q_{k0} равна нагрузке линии Q_0 . Как видно, предельные значения Q_{k0} , r_0 характеризуют заданную магистраль с позиций КРН; они должны представлять, в общем случае, координаты точки пересечения двух графиков (рис. 4):

$$\left. \begin{aligned} Q_1(r) &= 2Q(r); \\ Q_2(r) &= \frac{1}{r} \int_0^r Q(r) dr. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-6})$$

Заменим в (П-6) $Q(r)$ линейной моделью по рис. 2 и перейдем к относительным величинам $\varepsilon = Q/Q_0$, $x = r/R$.

Тогда уравнения (П-6) примут вид:

$$\varepsilon_1 = 2 - 2x(1 - \alpha);$$

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{\beta + x} \left\{ \beta + \int_0^x [1 - x'(1 - \alpha)] dx \right\},$$

откуда

$$x_0 = \frac{r_0}{R} = \frac{1 - z + \sqrt{1 + z + z^2}}{3(1 - \alpha)}; \quad (\text{П-7a})$$

$$\varepsilon_0 = \frac{Q_{k0}}{Q_0} = 2 - 2(1 - \alpha)x_0 = \frac{2}{3}(2 + z - \sqrt{1 + z + z^2}), \quad (\text{П-7б})$$

где $z = 2\beta(1 - \alpha)$; ε_0 — оптимальная степень компенсации. Однако значение x_0 из (П-7a) не должно превосходить 1, поскольку по физическому смыслу $r_0 \leq R$. После несложных выкладок это требование приводит к условию (рис. 3):

$$\alpha' \leq \alpha_x = \frac{1 + 2\beta}{3 + 4\beta}. \quad (\text{П-8})$$

Значения α_x заключены в узких пределах от 1/3 до 1/2 при изменении β от 0 до ∞ . Выражения (П-7a) и (П-7б) действительны лишь при $\alpha \leq \alpha_x$. При $\alpha \geq \alpha_x$ следует принять $x_0 = 1$; $r_0 = R$, т. е. устанавливать КБ в конце магистрали, причем мощность ее, вместо теоретической предельной Q_{k0} принимать равной граничной мощности $Q_{k0}(R)$ для точки $r = R$. Согласно (П-6) $Q_{k0}(R)$ есть среднее значение $Q(r)$ по всей длине $R(1 + \beta)$ магистрали (рис. 2), поэтому

$$Q_{k0}(R) = \frac{1}{R(1 + \beta)} \left[Q_0 \beta R + \int_0^R Q(r) dr \right].$$

Таким образом, для $\alpha \geq \alpha_x$ находим:

$$\left. \begin{aligned} x_0 &= \frac{r_0}{R} = 1; \\ \varepsilon_0 &= \frac{Q_{k0}(R)}{Q_0} = \frac{\frac{1+\alpha}{2} + \beta}{1+\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-9})$$

Если β не близко к нулю и не очень велико, то согласно (36) ε_0 достигает при $\alpha = \alpha_x$ точки минимума $\varepsilon_{0x} = 2\alpha_x$, одновременно x_0 достигает своего максимума $x_0 = 1$.

Из (П-1), где при расчете потерь принято $Q_k = \text{const}$, легко заключить, что снижение потерь на каждом участке магистрали зависит только от средней за смену нагрузки; ввиду этого под «реактивными нагрузками» во всех формулах и в тексте следует понимать их средние значения. Например, для диаграммы $Q(r)$

$$Q(r) = \frac{1}{T} \int_0^T Q(r, t) dt. \quad (\text{П-10})$$

Это означает относительно малую погрешность расчета снижения потерь δP и упрощение его. Особенно проста формула для δP_{\max} при $Q_k = Q_{k0}$:

$$\delta P_{\max} = \frac{r_0 10^{-3}}{U^2} Q_{k0}^2,$$

использованная в критерии (2); она сразу получается из (П-1) при подстановке вместо Q_k значения Q_{k0} из (П-4).

В тех случаях, когда нагрузка первой и других рабочих смен не одинакова, применяется междусменное регулирование КБ, снижающее также и потери в сетях. Тогда формулу (П-1) следует применить отдельно к каждой смене, полагая для второй и третьей $Q(r) = Q_2(r)$; $Q(r) = Q_3(r)$; $Q_k = Q_{k2}$ и $Q_k = Q_{k3}$. Расчеты предельно упрощаются в том случае, когда сменные диаграммы $Q(r)$ допускают моделирование по рис. 2, причем $\alpha \approx 0$. В этих условиях

$$Q_2(r) \approx \frac{Q_{02}}{Q_0} Q(r); \quad Q_3(r) \approx \frac{Q_{03}}{Q_0} Q(r),$$

отсюда нетрудно найти, что для первой смены Q_{k0} и r_0 определяются, как было показано выше, а для второй и третьей смен:

$$Q_{k0}^{(2)} = \frac{Q_{02}}{Q_0} Q_{k0}; \quad Q_{k0}^{(3)} = \frac{Q_{03}}{Q_0} Q_{k0} \quad r_{02} = r_{03} = r_0.$$

Из этих выражений следует, что несмотря на изменение мощности КБ от смены к смене, оптимальная точка ее подключения к сети остается неизменной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Указания по компенсации реактивной мощности в распределительных сетях. М.: Энергия, 1974 — В надзаг.: М-во энергетики и электрификации СССР.
2. Методика определения оптимального значения реактивной мощности, передаваемой в сеть потребителя. РТМ 34.70.1276. СПО ОРГРЭС. М., 1976.
3. Гительсон С. М. Экономические решения в электроснабжении промышленных предприятий. М.: Энергия, 1971.
4. Каялов Г. М., Балабанян Г. А. Оптимальное размещение конденсаторов в магистральных промышленных электрических сетях. — Электричество. 1974, № 10.

[29.6.1978]

Определение условий, исключаяющих возникновение обратной короны, при питании электрофильтра напряжением переменной полярности

Доктор техн. наук МИРЗАБЕКЯН Г. З. (Москва),
инженеры ДЗИГАН В. П., ШЕВАЛЕНКО И. С. (Харьков)

Одной из важных проблем электрогазоочистки является улавливание пыли с высоким удельным сопротивлением ($\rho_v > 10^8$ Ом·м). Обратная корона, возникающая на высокоомном осажденном слое при его пробое, вызывает уменьшение пробивного, а значит, и рабочего напряжения в электрофильтре, а также приводит к разрядке частиц вследствие внедрения в межэлектродный промежуток ионов противоположного знака [Л. 1 и 2]. Все это существенно снижает эффективность очистки. Поэтому разработка методов борьбы с обратной короной представляет несомненный интерес для практики. К таким методам относится способ, основанный на периодическом изменении питающего напряжения, при котором интервалы между коммутациями не превышали бы времени, необходимого для перезарядки и накопления в слое осажденной пыли достаточного для его пробоя заряда [Л. 3].

Определение области допустимых интервалов между коммутациями полярности напряжения на

основе анализа процессов заряда и разряда слоя осажденной пыли в трубчатом электрофильтре, принимаемом в качестве модели, составляет содержание данной статьи.

При удельном электрическом сопротивлении пыли $\rho < 10^{13}$ Ом·м и скорости роста толщины слоя осажденной пыли, не превышающей 10^{-5} м/с, — условиях, имеющих место в подавляющем большинстве электрофильтров, объемный заряд в пылевом слое концентрируется в весьма узкой области вблизи внутренней границы [Л. 2], что позволяет рассматривать слой осажденной пыли заряженным поверхностным зарядом с плотностью σ , пренебречь изменением толщины слоя осажденной пыли в период изменения полярности напряжения.

Следуя [Л. 2] и приближенно полагая, что слой осажденной пыли имеет во всех точках одинаковую толщину и характеризуется некоторыми эквивалентными удельной объемной проводимостью γ_v и относительной диэлектрической проницаемостью ε электрическое поле допустимо рассматри-

вать как одномерное, определяемое граничными условиями:

$$\varphi'(R) = 0; \varphi(r_0) = \pm U_{\pm}; E(r_0) = E_0 \quad (1)$$

— на электродах;

$$\epsilon E'(R-h) - E(R-h) = \frac{\sigma}{\epsilon_0};$$

$$j(R-h) - j'(R-h) = \frac{d\sigma}{dt}; \varphi(R-h) = \varphi'(R-h) \quad (2)$$

— на внутренней границе слоя осажденной пыли, где $\varphi(r)$, $E(r)$, $j(r)$ — соответственно потенциал, напряженность электрического поля и плотность тока в воздушном промежутке; $\varphi'(r)$, $E'(r)$, $j'(r)$ — то же, в слое осажденной пыли; R — радиус осадительного электрода; r_0 — радиус коронирующего электрода; h — толщина слоя осажденной пыли; E_0 — начальная напряженность коронного разряда; U_{\pm} — приложенное напряжение; причем здесь и далее величины с индексом «плюс» относятся к положительной короне, с индексом «минус» — к отрицательной.

Процессы, возникающие при изменении полярности питающего напряжения, носят довольно сложный характер, однако во времени они весьма скоротечны [Л. 4], что позволяет считать коронный разряд установившимся сразу же по переключении полярности напряжения. Процесс изменения заряда на поверхности слоя осажденной пыли протекает настолько медленно [Л. 2], что вполне допустимо пренебречь конечностью времени пролета ионами межэлектродного промежутка, т. е. считать рассматриваемый процесс квазистационарным, в котором распределение характеристик электрического поля с учетом граничных условий (1) в газе [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} E &= \pm E_0 \lambda \sqrt{(I_{\pm}^* + (1 - I_{\pm}^* \lambda^2) R^2 / r^2)}; \\ j &= \pm I_{\pm}^* \epsilon_0 E_0 \lambda^2 k_{\pm} / r; \\ \varphi &= \pm U_{\pm} \mp \frac{U_0}{\ln \lambda} \left[1 - \sqrt{I_{\pm}^* r^2 / R^2 + 1 - I_{\pm}^* \lambda^2} + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{1 - I_{\pm}^* \lambda^2} \times \right. \\ &\quad \left. \times \ln \frac{\sqrt{I_{\pm}^* r^2 / R^2 + 1 - I_{\pm}^* \lambda^2} + \sqrt{1 - I_{\pm}^* \lambda^2}}{(r/r_0)(1 + \sqrt{1 - I_{\pm}^* \lambda^2})} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

и в слое осажденной пыли:

$$E' = \mathcal{E} R / r; j' = \gamma_v \mathcal{E} R / r; \varphi' = \mathcal{E} R \ln(R/r) \quad (4)$$

— соответствует стационарному коронному разряду, где:

$$I_{\pm}^* = \frac{I_{\pm}}{2\pi \epsilon_0 k_{\pm} E_0^2 \lambda^2};$$

I_{\pm} — ток с единицы длины коронирующего электрода; k_{\pm} — подвижность ионов; \mathcal{E} — напряженность электрического поля на осадительном электроде; U_0 — начальное напряжение коронного разряда; $\lambda = r_0 / R$.

Подставляя значения характеристик электрического поля (3) и (4) в граничные условия на слое осажденной пыли (2), получаем систему уравнений для определения неизвестных функций $\sigma(t)$, $\mathcal{E}(t)$ и $I_{\pm}^*(t)$, входящих в (2) — (4), которая в безразмерных переменных

$$t^* = t \frac{E_0 \lambda k_{+}}{R}; \sigma^* = \frac{\sigma}{\epsilon_0 E_0 \lambda}; \mathcal{E}^* = \frac{\mathcal{E}}{E_0 \lambda}$$

и с учетом того, что $h/R \ll 1$ и $\lambda \ll 1$, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\sigma^*}{dt^*} &= \pm \gamma_{\pm} I_{\pm}^* - \delta \mathcal{E}^*; \sigma^* = \mathcal{E}^* \mp \sqrt{1 + I_{\pm}^*}; \\ &-(U_{\pm}^* - 1) \ln \lambda \mp h^* \mathcal{E}^* = \sqrt{1 + I_{\pm}^*} - \\ &- 1 - \ln \frac{1 + \sqrt{1 + I_{\pm}^*}}{2}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$U_{\pm}^* = U_{\pm} / U_0; h^* = h / (\epsilon R); \delta = \gamma_v R / (\epsilon_0 \epsilon E_0 \lambda k_{+});$$

$$\gamma_{\pm} = k_{\pm} / k_{+}.$$

Из системы уравнений (5) следует, что при $\sigma^* = 0$ ток короны определяется как корень уравнения

$$\begin{aligned} &-(U_{\pm}^* - 1) \ln \lambda = (1 + h^*) \sqrt{1 + I_{0\pm}^*} - \\ &- 1 - \ln \frac{1 + \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}}{2}, \end{aligned} \quad (6)$$

и, поскольку $h^* \ll 1$, практически не отличается от тока короны в отсутствие слоя пыли на осадительном электроде [Л. 1 и 2].

Средний пробивной градиент $E_{пр} = \mathcal{E}^*_{пр} E_0 \lambda / \epsilon$, измеренный для порошков высокоомных пылей при толщине слоя в несколько миллиметров, равен 15—20 кВ/см [Л. 2 и 5]. Следовательно, в режиме питания, исключая возникновение обратной короны, максимально возможное падение напряжения на слое осажденной пыли, примерно равное $E_{пр} h$, существенно меньше приложенного к электродам при развитом коронном разряде. Поэтому ток короны слабо отличается от тока $I_{0\pm}^*$ и вполне допустимо, воспользовавшись разложением в ряд Тейлора, положить в последнем из уравнений системы (5)

$$\begin{aligned} \ln \frac{1 + \sqrt{1 + I_{\pm}^*}}{2} &= \ln \frac{1 + \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}}{2} + \\ &+ \frac{1}{1 + \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}} (\sqrt{1 + I_{\pm}^*} - \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}). \end{aligned}$$

При этом из уравнений (5) и (6), учитывая что $h^* \ll 1$, получаем

$$\begin{aligned} I_{\pm}^* &= I_{0\pm}^* \mp 2h^* \sigma^* (1 + \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}); \\ \mathcal{E}^* &= \sigma^* \pm \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\frac{d\sigma^*}{dt^*} = -\frac{\sigma^* \mp \sigma_{\pm}^*}{\tau_{\pm}}, \quad (8)$$

где

$$\tau_{\pm} = \frac{1}{\delta + 2h^* (1 + \sqrt{1 + I_{0\pm}^*})}$$

— постоянная времени разрядки слоя, равная $1/\delta$ при пренебрежимо малом влиянии слоя осажденной пыли на характеристики коронного разряда;

$$\sigma_{\pm}^* = (\gamma_{\pm} I_{0\pm}^* - \delta \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}) \tau_{\pm}$$

— поверхностная плотность заряда на слое осажденной пыли, при которой $j=j'$, т. е. в установившемся режиме, поскольку при этом в силу граничных условий (2) $d\sigma^*/dt^*=0$.

Решение уравнения (8) при начальном условии $\sigma^*|_{t^*=0}=0$ имеет вид

$$\sigma^*(t^*) = \pm \sigma_{\pm}^* [1 - \exp(-t^*/\tau_{\pm})]$$

и характеризуется тем, что $|\sigma^*(t^*)| < \sigma_{\pm}^*$ и при $t^* \rightarrow \infty$ $\sigma^*(t^*) \rightarrow \pm \sigma_{\pm}^*$, $d\sigma^*/dt^* \rightarrow 0$. Следовательно, при питании электрофилтра постоянным напряжением возникновение обратной короны невозможно, если поверхностный заряд слоя в установившемся режиме

$$\sigma_{\pm}^* < \sigma_{\pm пр}^*, \quad (9)$$

где $\sigma_{\pm пр}^*$ — поверхностный заряд, при котором возможен пробой слоя, определяемый по выражению (7):

$$\sigma_{\pm пр}^* = \mathcal{E}_{пр} - \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}. \quad (10)$$

Условие (9) определяет интервал проводимостей (δ_{\pm}, ∞) , в пределах которого возникновение обратной короны физически невозможно. Полагая $\sigma_{\pm}^* = \sigma_{\pm пр}^*$, находим:

$$\delta_{\pm} = \frac{1}{\mathcal{E}_{пр}} \{ \gamma_{\pm} I_{0\pm}^* - 2h^* \sigma_{\pm пр}^* (1 + \sqrt{1 + I_{0\pm}^*}) \}. \quad (11)$$

Зависимость δ_{\pm} от тока коронного разряда показана на рис. 1. Уменьшение тока короны и увеличение толщины слоя осажденной пыли, также вызывающее уменьшение тока короны из-за увеличения падения напряжения на нем, приводит к расширению рассматриваемого интервала, поскольку при этом уменьшается поверхностная плотность заряда в установившемся режиме. К расширению рассматриваемого интервала также приводит увеличение электрической прочности слоя пыли, поскольку при этом растет поверхностный заряд, при котором возможен пробой слоя.

При

$$\sigma_{\pm}^* \geq \sigma_{\pm пр}^* \quad (12)$$

во избежание возникновения в электрофилтре обратной короны необходимо периодически изменять полярность питающего напряжения. При характерных для электрогазоочистки параметрах пылевого

слоя ($\rho < 10^{13}$ Ом·м, $h=1-5$ мм) в течение двух-трех периодов изменения полярности питающего напряжения в электрофилтре устанавливается независимый от начальных условий периодический режим.

Полагая фазу прекращения действия положительной полярности напряжения $\psi_- = t_{\pm}^*/T$ отрицательной, $\psi_+ = 0$, где t_{\pm}^* — интервалы между коммутациями, а $T = t_{+}^* + t_{-}^*$ — период изменения полярности напряжения, решение уравнения (8) при условии периодического $\sigma^*(t^*) = \sigma^*(t^* + T)$ и непрерывного $\sigma^*(t^* - 0) = \sigma^*(t^* + 0)$ изменения $\sigma^*(t^*)$ получим в виде

$$\sigma^*(\psi) = \pm \sigma_{\pm}^* \mp (\sigma_{+}^* + \sigma_{-}^*) \frac{1 - \exp(-t_{\pm}^*/\tau_{\pm})}{1 - \exp(t_{+}^*/\tau_{+} - t_{-}^*/\tau_{-})} \times \\ \times \exp\left[-(\psi - \psi_{\pm}) \frac{T}{\tau_{\pm}}\right], \quad (13)$$

где текущая фаза ψ определяется как дробная часть отношения t^*/T , т. е. $\psi = \{t^*/T\}$.

В силу физически очевидных соотношений

$$\sigma^*(\psi_+) \leq \sigma^*(\psi) \leq \sigma^*(\psi_-), \quad (14)$$

вытекающих из (13) и означающих, что максимальное и минимальное значения заряда слоя достигаются в момент начального действия напряжения соответственно отрицательной и положительной полярности, следует, что поверхностный заряд на слое осажденной пыли отрицательный, $\sigma^*(\psi) \leq 0$, если $\sigma^*(\psi_-) \leq 0$; положительный, $\sigma^*(\psi) \geq 0$, если $\sigma^*(\psi_+) \geq 0$; изменяет знак на каждом из интервалов между коммутациями полярности напряжения, если $\sigma^*(\psi_-) > 0$, а $\sigma^*(\psi_+) < 0$.

Используя этот вывод и определяя $\sigma^*(\psi_{\pm})$ из (13), находим, что $\sigma^*(\psi) \leq 0$, если $t_{+}^* \leq f_{+}(t_{-}^*)$ и $\sigma^*(\psi) \geq 0$, если $t_{-}^* \leq f_{-}(t_{+}^*)$, где

$$f_{\pm}(t_{\mp}^*) = \tau_{\pm} \ln \left\{ 1 + \frac{\sigma_{\mp}^*}{\sigma_{\pm}^*} [1 - \exp(-t_{\mp}^*/\tau_{\mp})] \right\}.$$

На рис. 2 штрих-пунктирными линиями показаны кривые $f_{\pm}(t_{\mp}^*)$, которые являются границами непересекающихся областей α , β и γ , в пределах

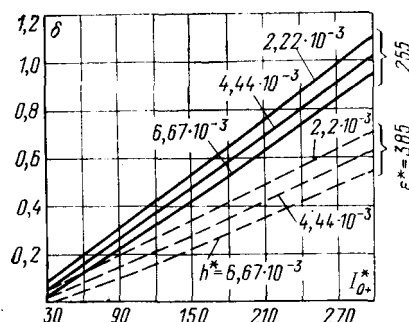


Рис. 1. Положение нижней границы интервала, в пределах которого возникновение обратной короны невозможно, в зависимости от тока короны.

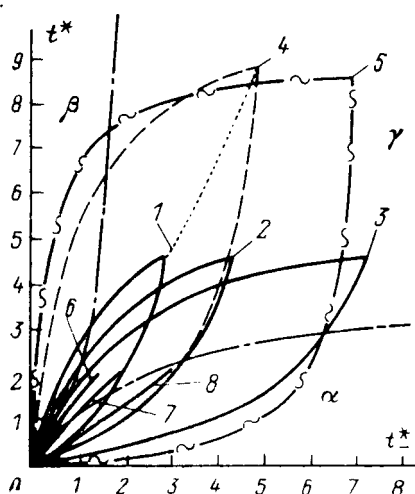


Рис. 2. Область допустимых интервалов между коммутациями полярности напряжения.

1 — $I_{0+} = 120$; $I_{0-} = 168$; $\varepsilon = 255$; $\delta = 0,1$; $h^* = 6,7 \cdot 10^{-3}$; 2 — 120; 120; 255; 0,1; $6,7 \cdot 10^{-3}$; 3 — 120; 80; 255; 0,1; $6,7 \cdot 10^{-3}$; 4 — 120; 168; 385; 0,1; $6,7 \cdot 10^{-3}$; 5 — 120; 120; 255; 0,3; $6,7 \cdot 10^{-3}$; 6 — 120; 168; 255; 0,0; $1 \cdot 10^{-6}$; 7 — 120; 120; 255; 0,0; $1 \cdot 10^{-6}$; 8 — 120; 80; 255; 0,0; $1 \cdot 10^{-6}$.

которых поверхностный заряд отрицателен, положительный и изменяет знак, соответственно.

Очевидно, что возникновение обратной короны при питании электрофилтра напряжением переменной полярности будет невозможным, если одновременно выполняется соотношение

$$\mp \sigma^*(\psi_{\pm}) < \sigma^*_{\pm \text{пр}}. \quad (15)$$

Полагая заданным один из интервалов между коммутациями, например t^*_{-} , и подставляя в (15) определенные из (13) $\sigma^*(\psi_{\pm})$, находим, что условие (15) будет выполнено, если только

$$t^*_{-} < t^*_{-\text{max}} = \tau_{-} \ln \frac{\sigma^*_{-} + \sigma^*_{+\text{пр}}}{\sigma^*_{-} - \sigma^*_{-\text{пр}}}, \quad (16)$$

а

$$f^{\text{H}}_{+}(t^*_{-}) < t^*_{+} < f^{\text{B}}_{+}(t^*_{-}), \quad (17)$$

где

$$f^{\text{H}}_{+}(t^*_{-}) = \tau_{+} \ln \frac{\sigma^*_{+} + \sigma^*_{-\text{пр}}}{\sigma^*_{+} + \sigma^*_{-} - (\sigma^*_{-} - \sigma^*_{-\text{пр}}) \exp(t^*_{-}/\tau_{-})}; \quad (18)$$

$$f^{\text{B}}_{+}(t^*_{-}) = \tau_{+} \ln \frac{\sigma^*_{+} + \sigma^*_{-} - (\sigma^*_{-} + \sigma^*_{+\text{пр}}) \exp(-t^*_{-}/\tau_{-})}{\sigma^*_{+} - \sigma^*_{+\text{пр}}}. \quad (19)$$

Если задан интервал t^*_{+} , индексы в (16)–(19) следует поменять на противоположные. Поскольку времени $t^*_{-\text{max}}$ достаточно для того, чтобы поверхностный заряд изменился от $\sigma^*_{+\text{пр}}$ до $\sigma^*_{-\text{пр}}$, при $t^*_{-} \geq t^*_{-\text{max}}$ возникновение обратной короны неизбежно, по крайней мере, при одной из полярностей напряжения независимо от величины t^*_{+} . Таким образом, интервалы $t^*_{\pm \text{max}}$ являются максимально допустимыми. При $t^*_{-} < t^*_{-\text{max}}$, но $t^*_{+} \leq f^{\text{H}}_{+}(t^*_{-})$, как следует из (13), $-\sigma^*(\psi_{+}) > \sigma^*_{-\text{пр}}$ и возможно возникновение обратной короны при отрицательной полярности напряжения. Соответственно при $t^*_{+} \geq f^{\text{B}}_{+}(t^*_{-})$ $\sigma^*(\psi_{-}) \geq \sigma^*_{+\text{пр}}$ и возможно возникновение

обратной короны при положительной полярности напряжения. Таким образом, пара кривых $f^{\text{H}}_{+}(t^*_{-})$ и $f^{\text{B}}_{+}(t^*_{-})$ на отрезке $(0, t^*_{-\text{max}})$ определяет область значений интервалов между коммутациями (рис. 2), в пределах которой возникновение обратной короны в электрофилтре невозможно.

Соотношения (16) и (17) при $\delta \neq 0$ описывают область допустимых значений интервалов между коммутациями полярности напряжения и в случае пренебрежимо малого влияния слоя осажденной пыли на характеристики коронного разряда. При $\delta = 0$ отказ от учета влияния слоя осажденной пыли на параметры короны приводит к качественному изменению дифференциального уравнения, описывающего процесс изменения поверхностного заряда:

$$\frac{d\sigma^*}{dt^*} = \pm \gamma_{\pm} I^*_{0\pm},$$

и в связи с этим — к существованию периодического решения этого уравнения лишь при выполнении условия $\chi_{+} I^*_{0+} t^*_{+} = \chi_{-} I^*_{0-} t^*_{-}$ и вырождению двумерной области допустимых значений интервалов между коммутациями в отрезок прямой линии, а также к зависимости периодического решения уравнения

$$\sigma^*(\psi) = C \pm \gamma_{\pm} I^*_{0\pm} [(\psi - \psi_{\pm}) T - t^*_{\pm}/2] \quad (20)$$

и в силу этого максимально допустимых интервалов между коммутациями от начальных условий, поскольку ими определяется значение входящей в (20) постоянной интегрирования. Область допустимых интервалов будет минимальна при подаче питания на электрофилтр в момент коммутации полярности напряжения и для этого случая показана на рис. 2.

Практически интервалы между коммутациями полярности напряжения могут быть выбраны с некоторым произволом в пределах области допустимых значений, определяемой соотношениями (16) и (17), форма и размеры которой зависят от параметров коронного разряда и слоя осажденной пыли. Из них наиболее существенными являются: ток коронного разряда, проводимость и электрическая прочность слоя осажденной пыли. Увеличение интенсивности коронного разряда одной из полярностей приводит к уменьшению допустимых интервалов между коммутациями напряжений той же полярности (рис. 2 и 3) и практически не оказывает влияния на допустимые интервалы между коммутациями напряжения противоположной полярности (рис. 2), что объясняется относительно слабой разрядкой слоя осажденной пыли между коммутациями полярности в рассматриваемом диапазоне параметров пылевого слоя.

Важной является также зависимость формы и размеров областей допустимых интервалов от удельного электрического сопротивления и электрической прочности слоя осажденной пыли и, как следствие этого, существенная зависимость допустимых интервалов между коммутациями от физико-химических характеристик газа и пыли. С увеличением электрической прочности слоя осажденной пыли в равной степени возрастают допустимые

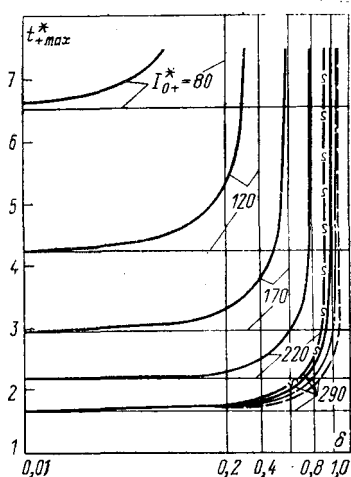


Рис. 3. Зависимость максимально допустимых интервалов между коммутациями от проводимости слоя
 $\sim \sim \sim h^* = 8,89 \cdot 10^{-3}$;
 — $6,67 \cdot 10^{-3}$;
 $4,44 \cdot 10^{-3}$;
 - - - - $2,22 \cdot 10^{-3}$.

интервалы между коммутациями напряжения обеих полярностей, поэтому геометрическое место вершин областей, имеющих координаты $t^*_{+\max}$, $t^*_{-\max}$ (пунктирная линия на рис. 2), соответствующие различной электрической прочности пылевого слоя, практически не отличается от прямой линии. Таким же образом происходит трансформация области допустимых интервалов между коммутациями при увеличении проводимости слоя осажденной пыли (рис. 2).

Наиболее существенное расширение области допустимых значений интервалов между коммутациями полярности напряжения происходит, когда параметры коронного разряда и слоя осажденной пыли изменяются так, что определяемая ими поверхностная плотность заряда в установившемся режиме σ^*_{\pm} приближается сверху к поверхностной плотности заряда, при которой возможен пробой слоя $\sigma^*_{\pm \text{пр}}$. Физически это объясняется наиболее просто при рассмотрении зависимости максимально допустимых интервалов между коммутациями полярности напряжения от проводимости слоя осажденной пыли, показанной на рис. 3.

Вертикальные прямые на этом рисунке соответствуют нижней границе интервала (δ_{\pm}, ∞), в пределах которого возникновение обратной короны невозможно. При подходе к этой границе снизу $t^*_{\pm \max} \rightarrow \infty$, это означает, что при переходе через нее обратная корона в электрофилтре отсутствует при произвольных t^*_{\pm} . Горизонтальные прямые, к которым асимптотически приближается функция $t^*_{\pm \max}(\delta)$, соответствуют $\delta = 0$ (идеальный диэлектрик). Характер зависимости $t^*_{\pm \max}(\delta)$ определяется уменьшением скорости разряда слоя осажденной пыли при возрастании удельного электрического сопротивления и, следовательно, более быстрым накоплением заряда, достаточного для ее пробоя.

Помимо указанных параметров, некоторое влияние на допустимые интервалы оказывает толщина слоя осажденной пыли (рис. 3). Поскольку с ростом толщины слоя увеличиваются допустимые интервалы между коммутациями, то при выборе рабочих интервалов необходимо ориентироваться

на слой минимальной толщины, тем самым устраняя возможность возникновения обратной короны в течение всего интервала между отряхиваниями осадительных электродов.

Используя значения параметров слоя осажденной пыли, определенные в условиях, близких к реальным, и полученные соотношения, можно всегда определить диапазон необходимых рабочих характеристик высоковольтного агрегата питания, применение которого исключило бы обратную корону в электрофилтре и повысило степень очистки газа в нем. Так, для устранения обратной короны в электрофилтре ($R=150$ мм, $r_0=0,5$ мм), в котором при нормальных условиях линейная плотность тока без слоя пыли на осадительном электроде $I_{0\pm}=0,5$ мА/м, а образующийся на осадительном электроде слой при толщине $h=3$ мм характеризуется параметрами: $\epsilon=3$, $\gamma_V=10^{-10}$ Ом $^{-1}$ ·м $^{-1}$, $E_{\text{пр}}=20$ кВ/см; его необходимо питать напряжением переменной полярности с интервалами между коммутациями, не превышающими 0,21 с.

Эффективность исследуемого способа питания электрофильтров подтверждена экспериментально [Л. 6]. Эксперименты проводились с эпоксидными порошками с удельной объемной проводимостью $\gamma_V \approx 10^{-15}$ Ом $^{-1}$ ·см $^{-1}$. При таких проводимостях при питании электрофильтра постоянным напряжением осаждение частиц после возникновения обратной коронного разряда полностью прекращалось, в то время как при питании знакопеременным напряжением эффективность осаждения во времени не менялась и оставалась на уровне, близком к эффективности осаждения до возникновения обратной короны при питании напряжением одной полярности.

Выводы. 1. Следствием конечной проводимости пылевого слоя и влияния потенциала слоя на вольт-амперную характеристику коронного разряда является существование области интервалов между коммутациями полярности напряжения, при которых исключено возникновение обратной короны.

2. Размеры области допустимых интервалов между коммутациями полярности напряжения растут по мере увеличения электрической прочности слоя и уменьшения интенсивности коронного разряда.

3. Наиболее резкое изменение размеров и формы области допустимых интервалов между коммутациями наблюдается при изменении удельной проводимости слоя в пределах $\gamma_V \approx (0,1-1) \gamma_{V\text{кр}}$, где $\gamma_{V\text{кр}}$ — критическая проводимость, при которой становится возможным возникновение обратной короны.

4. По мере уменьшения γ_V и толщины слоя область допустимых интервалов вырождается в прямую линию, т. е. наблюдается взаимно однозначная связь интервалов между коммутациями полярности напряжения.

5. Для условий газоочистки допустимые интервалы существенно превышают постоянную времени перезарядки частиц $\tau_3 < 0,01-0,02$ с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ужов В. Н. Очистка промышленных газов электрофильтрами. М.: Химия, 1967.

2. Основы электрогазодинамики дисперсных систем/ Вере-
шагин И. П., Левитов В. И., Мирзабекян Г. З., Пашин М. М.
М.: Энергия, 1974.

3. А. с. 548315 [СССР]. Способ питания электрофильтров,
улавливающих высокоомную пыль/ Шеваленко И. С., Шу-
стер К. П., Мирзабекян Г. З.

4. Левитов В. И. Корона переменного тока. М.: Энер-
гия, 1969.

5. Левитов В. И., Решидов И. К. О применении автома-
тизированного метода зондовых характеристик к некоторым
задачам электрогазоочистки. — В кн.: Сильные электрические
поля в технологических процессах. М.: Энергия, 1969.

6. Мирзабекян Г. З., Руденко В. М., Шеваленко И. С.
Исследование режима питания электрофильтров, обеспечи-
вающих отсутствие обратного коронного разряда. — Электрон-
ная обработка материалов. 1978, № 2.

[16.1.1978]

УДК 621.382.233.026.001.24

Расчет управляемого выпрямителя, работающего в циклическом режиме

Канд. техн. наук ЖЕМЕРОВ Г. Г.

Харьков

Традиционный подход к анализу квазиустано-
вившихся электромагнитных процессов в управле-
мом выпрямителе и к его расчету основан на до-
пущении постоянства режима работы — тока на-
грузки, угла управления [Л. 1—3]. Существует,
однако, ряд областей применения управляемых
выпрямителей, например, тиристорный электро-
привод, в которых ток нагрузки и угол управления
изменяются по некоторому циклическому закону.
Циклическое изменение режима работы существенно
влияет на электромагнитные процессы в выпря-
мителе, приводит к некоторым новым явлениям и
закономерностям. В связи с этим расчет элементов
и характеристик, а также оценка влияния на пи-
тающую сеть выпрямителя, работающего в цикли-
ческом режиме, должны быть выполнены с учетом
конкретного графика нагрузки.

Настоящая статья посвящена анализу особен-
ностей электромагнитных процессов и расчету вы-
прямителя, работающего в циклическом режиме.
При анализе на первом этапе принимаем следую-
щие допущения: трансформатор и тиристоры иде-
альны, питающая сеть имеет бесконечно большую
мощность, фазовая характеристика фазосмещающе-
го устройства арккосинусоидальна, число пульса-
ций на выходе преобразователя бесконечно велико.
Последнее допущение позволяет пренебречь дис-
кретностью процессов в выпрямителе и дает отно-
сительно простые аналитические выражения для
первичных токов и составляющих полной мощности
на первичной стороне выпрямителя. На втором
этапе анализа рассмотрим преобразователь с ко-
нечным числом пульсаций и учтем углы коммута-
ции тока в тиристорах.

Схема выпрямителя с бесконечно большим чис-
лом пульсаций представлена на рис. 1. Питающий
трансформатор имеет три первичных обмотки и
бесконечно большое число вторичных обмоток,
к каждой из которых подключен тиристор.

На рис. 2 показаны кривые тока нагрузки и
выходного напряжения выпрямителя, здесь же при-
ведено синусоидальное напряжение питающей сети.
Как правило, при расчете электроприводов с тири-
сторными выпрямителями задаются графики тока

нагрузки и скорости двигателя, определяемые
технологией работы механизма. Переход от этих
графиков к кривой напряжения управления e_y не
встречает затруднений, поэтому на рис. 2 кривые
 e_y и i_2 считаем заданными.

В общем периоде повторяемости T должно
укладываться целое число периодов напряжения
питающей сети, периодов напряжения управления
и периодов тока нагрузки. Если допустить, что
периоды тока нагрузки и напряжения управления
совпадают, то общий период повторяемости T —
это наименьший отрезок времени, содержащий це-
лое число r периодов повторяемости тока нагруз-
ки (T_2) и целое число q периодов напряжения пи-
тающей сети (T_0):

$$T = rT_2 = qT_0. \quad (1)$$

Обозначив

$$T_2/T_0 = p, \quad (2)$$

из (1), (2), получим

$$p = q/r. \quad (3)$$

Формула (3) является расчетной. В случае,
представленном на рис. 2 в качестве примера, об-
щий период повторяемости содержит два периода
напряжения питающей сети.

В соответствии с принятым допущением фазо-
вая характеристика фазосмещающего устройства

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \arcsin e_{y*}. \quad (4)$$

где e_{y*} — напряжение на входе фазосмещающего
устройства в долях амплитуды опорного напря-
жения.

В управляемом выпрямителе с бесконечно боль-
шим числом пульсаций

$$u_2 = E_{m,a} \cos \alpha, \quad (5)$$

где $E_{m,a}$ — амплитуда анодного напряжения.

В относительных единицах

$$u_{2*} = \cos \alpha. \quad (6)$$

Из (6) и (4)

$$u_{2*} = e_{y*}, \quad (7)$$

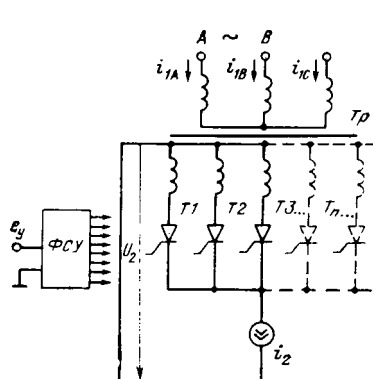


Рис. 1. Управляемый выпрямитель с бесконечно большим числом пульсаций.

ФСУ — фазосмещающее устройство; e_y — напряжение управления; u_2 — выходное напряжение выпрямителя; i_2 — ток нагрузки выпрямителя.

т. е. мгновенное значение напряжения на выходе преобразователя повторяет напряжение управления на входе фазосмещающего устройства. При расчете может понадобиться среднее и действующее значения выходного напряжения.

Гармоники выходного напряжения (действующие значения) должны быть определены с учетом общего периода повторяемости

$$u_{2j*} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_{2j*}^2 + b_{2j*}^2}, \quad (8)$$

где

$$a_{2j*} = \frac{1}{\pi q} \int_0^{2\pi q} u_{2*} \cos \frac{j}{q} \vartheta d\vartheta; \quad (9)$$

$$b_{2j*} = \frac{1}{\pi q} \int_0^{2\pi q} u_{2*} \sin \frac{j}{q} \vartheta d\vartheta; \quad (10)$$

$j=1, 2, 3, \dots$ — порядок гармоники.

Отметим, что гармоника выходного напряжения, частота которой равна частоте сети, соответствует $j=q$. Мгновенное значение первичных токов найдем, воспользовавшись законом Чернышева [Л. 4]:

$$i_{1A, B, C} = \frac{2}{3K} i_2 \cos \left(\sigma - \frac{2\pi}{3} n \right), \quad (11)$$

где K — коэффициент трансформации, равный отношению амплитуды фазного напряжения питающей сети к амплитуде анодного напряжения:

$$K = U_{н\phi} / E_{m, a}; \quad (12)$$

$n=0, 1, 2$ соответственно для фаз A, B, C сети; σ — угол сдвига между анодным напряжением проводящего ток вентиля и напряжением фазы A питающей сети (см. рис. 2).

В соответствии с рис. 2 $\sigma = \sigma_1 + \vartheta - \alpha$. Из (11), (12) и (4)

$$i_{1A, B, C} = \frac{2}{K} i_2 \sin \left(\sigma_1 + \vartheta + \arcsin e_{y*} - \frac{2\pi}{3} n \right), \quad (13)$$

откуда следует, что первичный ток представляет собой синусоиду, промодулированную по амплиту-

де и фазе. Вследствие этого в кривых первичных токов при определенных условиях могут появляться постоянные составляющие, которые определяются из следующего соотношения:

$$I_{cpl A, B, C} = \frac{1}{\omega_0 T} \int_0^{\omega_0 T} \frac{2}{3K} i_2 \sin \left(\sigma_1 + \vartheta + \arcsin e_{y*} - \frac{2\pi}{3} n \right) d\vartheta. \quad (14)$$

Действующее значение первичных токов

$$I_{d1 A, B, C} = \frac{2}{3K} \sqrt{\frac{1}{\omega_0 T} \int_0^{\omega_0 T} i_2^2 \sin^2 \left(\sigma_1 + \vartheta + \arcsin e_{y*} - \frac{2\pi}{3} n \right) d\vartheta}. \quad (15)$$

Гармоники первичного тока

$$I_{1k} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_{k, A, B, C}^2 + b_{k, A, B, C}^2}, \quad (16)$$

где

$$a_{k, A, B, C} = \frac{1}{\pi q} \int_0^{2\pi q} \frac{2}{3K} i_2 \sin \left(\sigma_1 + \vartheta + \arcsin e_{y*} - \frac{2\pi}{3} n \right) \cos \frac{k\vartheta}{q} d\vartheta; \quad (17)$$

$$b_{k, A, B, C} = \frac{1}{\pi q} \int_0^{2\pi q} \frac{2}{3K} i_2 \sin \left(\sigma_1 + \vartheta + \arcsin e_{y*} - \frac{2\pi}{3} n \right) \sin \frac{k\vartheta}{q} d\vartheta. \quad (18)$$

Активная мощность может быть определена двумя способами: через напряжение и ток на выходе

$$P_a = \frac{1}{T_0} \int_0^T i_2 u_2 dt; \quad (19)$$

через первичный ток (см. рис. 2)

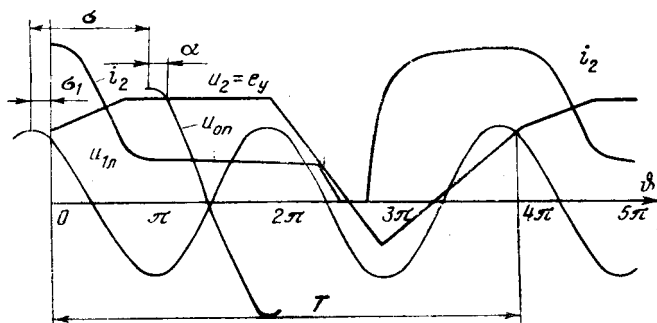


Рис. 2. Напряжение и ток нагрузки выпрямителя. T — период повторяемости; $u_{оп}$ — опорная синусоида; α — угол управления.

$$P_{a, A, B, C} = \frac{1}{2\pi q} \int_0^{2\pi q} \frac{2}{3K} i_2 \left(\sin \sigma_1 + \vartheta + \arcsin e_{y*} - \frac{2\pi}{3} n \right) U_{m1\phi} \cos \left(\vartheta + \sigma_1 - \frac{2\pi}{3} n \right) d\vartheta. \quad (20)$$

Учитывая (12), из (20) получим:

$$P_{a, A, B, C} = \frac{1}{2\pi q} \int_0^{2\pi q} \frac{2}{3} i_2 E_{m,a} \left[\sin \left(\sigma_1 + \vartheta + \arcsin e_{y*} - \frac{2\pi}{3} n \right) \right] \cos \left(\vartheta + \sigma_1 - \frac{2\pi}{3} n \right) d\vartheta. \quad (21)$$

Суммарная активная мощность

$$P_a = \sum_{A, B, C} P_{a, A, B, C}. \quad (22)$$

Реактивная мощность на первичной стороне выпрямителя через ток и напряжение на выходе [Л. 6]

$$P_p = -\frac{1}{2\pi q} \int_0^{2\pi q} i_2 \frac{du_2}{d\vartheta} d\vartheta. \quad (23)$$

Поскольку

$$-\frac{du_2}{d\vartheta} = -\frac{dE_{m,a} \cos \alpha}{d\vartheta} \Big|_{\vartheta=0} = E_{m,a} \sin \alpha, \quad (24)$$

из (23) и (24) получим

$$P_p = \frac{1}{2\pi q} \int_0^{2\pi q} i_2 E_{m,a} \sqrt{1 - e_{y*}^2} d\vartheta. \quad (25)$$

Реактивная мощность через первичные токи

$$P_{p, A, B, C} = \frac{1}{2\pi q} \int_0^{2\pi q} \frac{2}{3K} i_2 E_{m,a} \left(\sin \left(\sigma_1 + \vartheta + \arcsin e_{y*} - \frac{2\pi}{3} n \right) \right) \sin \left(\vartheta + \sigma_1 - \frac{2\pi}{3} n \right) d\vartheta. \quad (26)$$

Суммарная кажущаяся мощность на стороне питающей сети

$$S = \sqrt{3} U_{1\phi} \sqrt{\sum_{A, B, C} I_{1A, B, C}^2}. \quad (27)$$

Кажущаяся мощность в каждой из фаз сети

$$S_{A, B, C} = U_{1\phi} I_{1A, B, C}. \quad (28)$$

Коэффициент сдвига в фазах сети

$$k_{c, 1A, B, C} = \frac{P_{a, 1A, B, C}}{S_{1A, B, C}}. \quad (29)$$

Коэффициенты искажения фазных токов, мощность искажения в фазах сети, полная мощность, мощность несимметрии и суммарная мощность искажения, а также энергетические коэффициенты рассчитываются по известным формулам.

Полученные соотношения позволяют рассчитать выпрямитель с бесконечно большим числом пульсаций. В качестве примера рассчитаем выпрямитель, график нагрузки которого представлен на рис. 3. При частоте сети 50 Гц в периоде повторения, равном 0,5 с, содержится 25 периодов напряжения питающей сети и один период (цикл) тока нагрузки.

Результаты расчетов, выполненных на ЦВМ «Наири» по соотношениям (13)–(22) и (25)–(29) для $m=\infty$, $\sigma_1=2,1817$, приведены в табл. 1 при $I_{ср2}=0,5790 I_{m2}$; $I_{d2}=0,7607 I_{m2}$; $U_{ср2}=0,7710 E_{m,a}$; $U_{d2}=0,7717 E_{m,a}$.

Гармоники первичного тока приведены в табл. 2. Проанализируем результаты расчетов.

Первой особенностью управляемого выпрямителя, работающего в циклическом режиме, является появление постоянных составляющих в кривых первичных токов. Если учесть, что обмотка трансформатора должна быть рассчитана по действующему значению тока, постоянная составляющая в фазе А сети достигает 2,5% его значения, что больше на-

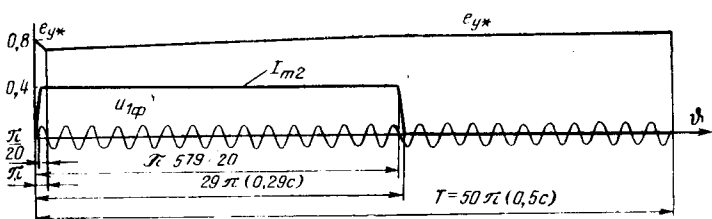


Рис. 3. График циклической нагрузки.

Таблица 1

Режим	Фаза	Расчетные значения														
		$K I_{ср1} A, B, C$ I_{m2}	$K I_{d1} A, B, C$ I_{m2}	$P_{a, A, B, C}$ $E_{d0} I_{m2}$	$S_{A, B, C}$ $E_{d0} I_{m2}$	$P_{a, A, B, C}$ $E_{d0} I_{m2}$	$P_{p, A, B, C}$ $E_{d0} I_{m2}$	P_a $E_{d0} I_{m2}$	S $E_{d0} I_{m2}$	$P_{a, A, B, C}$ $E_{d0} I_{m2}$	P_p $E_{d0} I_{m2}$	$P_{a, A, B, C}$ $E_{d0} I_{m2}$	$k_{c, A, B, C}$	$k_{a, A, B, C}$	k_c	k_a
$m = \infty$	A	-0,0089	0,3589	0,1437	0,1919	0,1661	0,1271	0,4342	0,5785	0,4940	0,3822	0,7607	0,7491	0,7560	0,7506	0,5708
	B	0,0047	0,3585	0,1455	0,1929	0,1644	0,1267						0,7542	0,7611		
	C	0,0041	0,3584	0,1450	0,1937	0,1635	0,1284						0,7486	0,7642		
$m = 6$ $e_k = 0$	A	-0,0081	0,3590	0,1450	0,1932	0,1827	0,1276	0,4341	0,5784	0,5477	—	0,7966	0,7507	0,7266	0,7506	0,5449
	B	0,0043	0,3584	0,1444	0,1927	0,1825	0,1276						0,7495	0,7260		
	C	0,0037	0,3584	0,1447	0,1926	0,1826	0,1270						0,7516	0,7257		
$m = 6$ $e_k = 0,1$	A	-0,0081	0,3550	0,1353	0,1930	0,1784	0,1376	0,4051	0,5780	0,5350	—	0,7876	0,7012	0,7343	0,7009	0,5144
	B	0,0049	0,3543	0,1347	0,1926	0,1782	0,1376						0,6997	0,7339		
	C	0,0032	0,3543	0,1351	0,1924	0,1783	0,1371						0,7019	0,7335		

магнитизирующего тока и может приводить к существенному подмагничиванию питающего трансформатора.

Другой особенностью является асимметрия действующих значений токов фаз сети, активной, реактивной мощности, мощности искажения и энергетических коэффициентов. Эти явления, как известно, проявляются в преобразователе частоты с непосредственной связью [Л. 5], который можно рассматривать как частный случай управляемого выпрямителя, работающего в циклическом режиме. В рассматриваемом примере несимметрия проявляется относительно слабо, что объясняется большим периодом повторяемости, содержащим 25 сетевых периодов. В случае сокращения периода повторяемости асимметрия токов и мощностей фаз питающей сети существенно возрастет. Периоды повторяемости, составляющие доли секунды, характерны для станочных электроприводов. Необходимо указать и на другой фактор, способствующий уменьшению асимметрии первичных токов: нестатичность периода повторяемости, точнее, вероятностный характер периода повторяемости. Для выявления влияния этого фактора требуется отдельное исследование.

Как следует из табл. 2, в кривой первичного тока содержится широкий спектр гармоник, порядок которых как ниже, так и выше основной ($k=25$).

Воспользовавшись результатами расчетов, нетрудно убедиться в справедливости следующих соотношений:

$$k_n = \sqrt{k_{n,A}^2 + k_{n,B}^2 + k_{n,C}^2} / \sqrt{3};$$

$$k_c = \sqrt{k_{c,A}^2 + k_{c,B}^2 + k_{c,C}^2} / \sqrt{3}.$$

Естественно, что соблюдаются и следующие известные соотношения [Л. 2 и 6]:

$$P_{\Pi} = \sqrt{P_a^2 + P_p^2 + P_{\Pi}^2 + P_{\Pi}^2};$$

$$k_M = k_{\Pi} k_c k_n,$$

где P_{Π} , P_n , k_{Π} — соответственно мощность искажения несимметрии, коэффициент несимметрии.

Перейдем к управляемым выпрямителям с конечным числом пульсаций. В табл. 3 приведены основные схемы преобразователей с конечным числом пульсаций.

Коэффициенты трансформации питающих трансформаторов выбраны в табл. 3 такими, чтобы обеспечить на выходе выпрямителей одинаковые внутренние э. д. с. при $\alpha=0$ и непрерывном токе

$$E_{d0} = \frac{3}{\pi} E_{m,a}. \quad (30)$$

Все схемы выпрямителей могут быть приведены к эквивалентной нулевой схеме, в которой первичная обмотка трансформатора соединена в звезду, а вторичная имеет m фаз. В табл. 3 даны коэффициенты трансформации эквивалентной схемы и угол сдвига напряжения фазы A питающей сети относительно ближайшего анодного напряжения $E_{a1\phi}$ эквивалентной схемы. Для трехпульсных нулевых схем приведено два значения σ_0 , первое из которых соответствует анодной вентильной группе, а второе — катодной. Значения $I_{2\phi}/I_{d2}$ получены из условия равномерной загрузки по току вторичных обмоток трансформатора.

Индуктивность сопротивления рассеяния питающего трансформатора

$$x = e_{\kappa} \frac{U_{2\phi}}{I_{2\phi}}. \quad (31)$$

Величины $x \frac{U_{2\phi}}{I_{2\phi}}$, приведенные в табл. 3, рассчитаны по (30), (31) и отношению $I_{2\phi}/I_{d2}$.

При расчете управляемого выпрямителя с конечным числом пульсаций необходимо определить моменты включения тиристоров и углы коммутации, а затем получить формулы для расчета первичных токов и напряжения на выходе выпрямителя. Кроме этого необходимо рассчитать типовую мощность силового трансформатора и выбрать тиристоры по току.

На рис. 4 представлены кривые, иллюстрирующие расчет моментов включения тиристоров. Зна-

Таблица 2

Порядок гармоник k	Значения $KI_{1k}, A, B, C/I_{m2}$								
	$m = \infty$			$m = 6, e_{\kappa} = 0$			$m = 6, e_{\kappa} = 0,1$		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C
1	0,0031	0,0018	0,0018	—	—	—	0,0029	0,0018	0,0015
4	0,0071	0,0037	0,0034	—	—	—	0,0064	0,0038	0,0026
7	0,0134	0,0078	0,0070	—	—	—	0,0122	0,0080	0,0058
10	0,0117	0,0078	0,0071	—	—	—	0,0051	0,0038	0,0030
22	0,0360	0,0334	0,0329	0,0340	0,0318	0,0314	0,0342	0,0324	0,0313
23	0,0421	0,0395	0,0390	0,0399	0,0376	0,0373	0,0396	0,0376	0,0368
24	0,1397	0,1359	0,1359	0,1329	0,1297	0,1291	0,1334	0,1306	0,1293
25	0,2713	0,2728	0,2739	0,2609	0,2602	0,2601	0,2607	0,2600	0,2599
частота сети									
26	0,1514	0,1450	0,1557	0,1447	0,1481	0,1487	0,1440	0,1469	0,1483
27	0,0299	0,0327	0,0315	0,0289	0,0299	0,0301	0,0292	0,0300	0,0305
28	0,0370	0,0355	0,0296	0,0358	0,0385	0,0391	—	—	—
50	0,0037	0,0068	0,0070	—	—	—	—	—	—
75	0,0000	0,0008	0,0008	—	—	—	—	—	—
100	0,0008	0,0026	0,0027	—	—	—	—	—	—

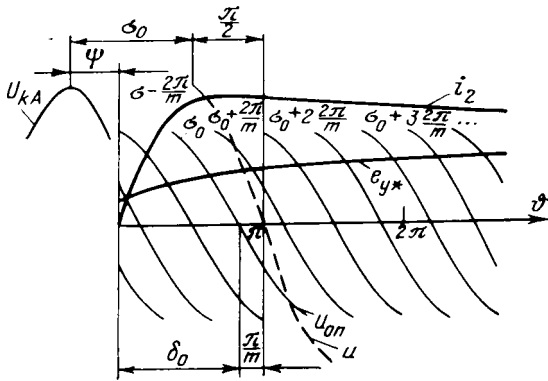


Рис. 4. К определению моментов включения тиристоров.

чение угла σ_0 определяется по табл. 3 в зависимости от схемы выпрямителя. Угол δ_0 — это угол сдвига между началом оси абсцисс и опорным напряжением со сдвигом σ_0 относительно напряжения фазы A сети (см. рис. 4). Угол может принимать произвольные значения в диапазоне от 0 до 2π . Из рис. 4 нетрудно определить угол между максимумом напряжения фазы A сети и началом оси абсцисс

$$\psi = -\delta_0 - \pi/m + \pi/2 + \sigma_0. \quad (32)$$

При положительном значении угла ψ максимум U_{1A} опережает начало оси абсцисс.

В соответствии с рис. 4 моменты включения тиристоров определяются из следующего трансцендентного уравнения

$$e_{y*} = -\sin\left(\vartheta - \delta_0 - \frac{2\pi}{m}k\right), \quad (33)$$

где k — номер опорной синусоиды (в начале периода может принимать отрицательные значения).

После определения моментов включения тиристоров могут быть рассчитаны углы коммутации. Анодное напряжение, соответствующее опорному напряжению с номером k , отстает от него на угол π/m (см. рис. 4):

$$u_k = E_{m,a} \sin\left(\pi - \delta_0 - \frac{\pi}{m} - \frac{2\pi}{m}k + \vartheta\right). \quad (34)$$

Угол коммутации при включении k -го тиристора определяется из соотношения

$$\int_{\vartheta_k}^{\vartheta_k + \gamma_k} (u_k - u_{k-1}) d\vartheta = 2x \frac{i_{2(\vartheta_k)} + i_{2(\vartheta_k + \gamma_k)}}{2}. \quad (35)$$

Из (34) и (35) после интегрирования получим расчетную формулу

$$E_{m,a} 2 \sin \frac{\pi}{m} \left[\sin\left(\pi - \delta_0 - \frac{2\pi}{m}k + \vartheta_k\right) - \sin\left(\pi - \delta_0 - \frac{2\pi}{m}k + \vartheta_k + \gamma_k\right) \right] = x (i_{2(\vartheta_k)} + i_{2(\vartheta_k + \gamma_k)}). \quad (36)$$

Весь период повторяемости таким образом разбит на внекоммутационные интервалы и интерва-

лы коммутации. Мгновенное значение первичного тока во внекоммутационном интервале $[\vartheta_k + \gamma_k, \vartheta_{k+1}]$

$$i_{1A,B,C} = \frac{2}{3K} i_2 \cos\left(\sigma_0 + \frac{2\pi}{m}k - \frac{2\pi}{3}n\right). \quad (37)$$

При определении первичного тока в коммутационном интервале воспользуемся рис. 5, на котором представлен контур коммутации:

$$i_{k\vartheta} = \frac{E_{m,a} \sin \frac{\pi}{m}}{x} \left[\sin\left(\pi - \delta_0 - \frac{2\pi}{m}k + \vartheta_k\right) - \sin\left(\pi - \delta_0 - \frac{2\pi}{m}k + \vartheta\right) \right] + \frac{1}{2} [i_{2(\vartheta_k)} - i_{2(\vartheta_k)}]. \quad (38)$$

Первичный ток в интервале $[\vartheta_k; \vartheta_k + \gamma_k]$ определяется как сумма двух составляющих от токов i_k и i_{k-1} . Подставив в (37) $i_{k(\vartheta)}$ из (38) при $k=k$, $k=k-1$, после преобразований получим расчетную формулу

$$i_{1A,B,C} = \frac{2}{3K} \left\{ i_2 \cos\left[\sigma_0 + \frac{2\pi}{m}(k-1) - \frac{2\pi}{3}n\right] - \frac{2 \frac{\pi}{m} E_{m,a}}{x} \sin\left(\sigma_0 + \frac{2\pi}{m}k - \frac{\pi}{m} - \frac{2\pi}{3}n\right) \times \right. \\ \left. \times \left[\sin\left(\pi - \delta_0 - \frac{2\pi}{m}k + \vartheta_k\right) - \sin\left(\pi - \delta_0 - \frac{2\pi}{m}k + \vartheta\right) \right] + \frac{1}{2} [i_{2(\vartheta_k)} - i_{2(\vartheta_k)}] \right\}. \quad (39)$$

Напряжение на выходе преобразователя во внекоммутационном интервале $(\vartheta_k + \gamma_k, \vartheta_{k+1})$ определяется по (34). В коммутационном интервале

$$u_{k\vartheta} = E_{m,a} \cos \frac{\pi}{m} \sin\left(\pi - \delta_0 - \frac{2\pi}{m}k + \vartheta\right). \quad (40)$$

Гармоники выходного напряжения преобразователя определяем по (8)–(10).

По соотношениям (8)–(10), (16)–(22), (25)–(31), (34), (36), (37), (39) и (40) на ЦВМ выполнен расчет управляемого выпрямителя, работающего в циклическом режиме, показанном на рис. 3. Результаты расчетов при $m=6$; $\psi=2,1817$; $\sigma_0=-\pi/6$; $\delta_0=1,6581$; $e_k=0; 0,1$; $I_{ср2}=0,5790 I_{m2}$; $I_{д2}=0,7607 I_{m2}$ приведены в табл. 1 и 2.

В табл. 4 приведены значения гармоник выходного напряжения.

Сравнение результатов расчетов при $m=\infty$ и $m=6$, $e_k=0$ показывает следующее. Бóльшее действующее значение выходного напряжения выпрямителя при $m=6$, чем при $m=\infty$, объясняется нали-

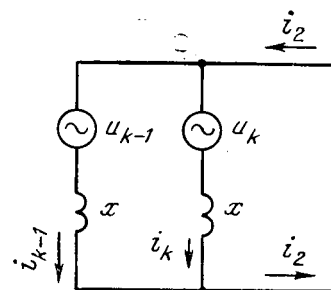


Рис. 5. К определению первичного тока в интервале коммутации.

Таблица 3

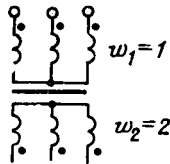
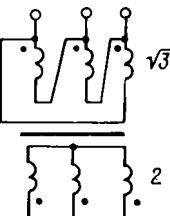
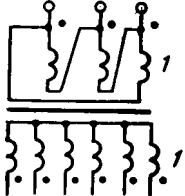
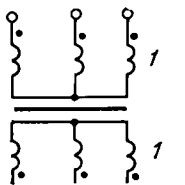
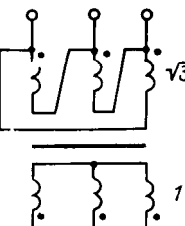
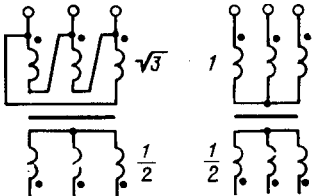
№ п/п	Тип вентиля- ной группы	Схема соединения обмоток трансформатора	$\frac{w_1}{w_2}$	Коэффициент трансформации эквивалентной схемы	Угол между U_{1a} и E_{a1a} σ_0	$\frac{I_{2\phi}}{I_{d2}}$	$\frac{U_{2\phi}}{E_{d0}}$	$x \frac{I_{d2}}{E_{d0}}$	$\frac{ E_{m,a}}{E_{d0}}$
1	$m = 3$ нулевая		$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{0}{\pi/3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi\sqrt{2}}{3\sqrt{3}}$	$\frac{\pi\sqrt{2}}{3} e_K$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}$
2	$m = 3$ нулевая		$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{-\pi/6}{+\pi/6}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi\sqrt{2}}{3\sqrt{3}}$	$\frac{\pi\sqrt{2}}{3} e_K$	$\frac{2\pi}{3\sqrt{3}}$
3	$m = 6$ нулевая		1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{2}}$	$\frac{\pi}{\sqrt{3}} e_K$	$\frac{\pi}{3}$
4	$m = 6$ мостовая		1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{6}}$	$\frac{\pi}{6} e_K$	$\frac{\pi}{3}$
5	$m = 6$ мостовая		$\sqrt{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{3\sqrt{6}}$	$\frac{\pi}{6} e_K$	$\frac{\pi}{3}$
6	$m = 12$ два моста последова- тельно		$\frac{2\sqrt{3}}{2}$	$\frac{4 \sin \frac{\pi}{12}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{12}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6\sqrt{6}}$	$\frac{\pi}{12} e_K$	$\frac{\pi}{12 \sin \frac{\pi}{12}}$

Таблица 4

Порядок гармоники d	Значение гармоник	
	U_{2j}/E_{d0}	
	$e_k = 0$	$e_k = 0,1$
1	—	0,0477
2	0,0102	—
3	0,0083	—
4	0,0053	—
5	—	0,0056
6	0,0036	—
8	0,0028	—
10	—	0,0035
15	—	0,0025
20	—	0,0018
25	—	0,0011
150	0,1505	0,1394
300	0,0625	0,0354
450	0,0314	0,0118
600	0,0154	0,0172

Примечания: 1. U_{2j} — действующее значение гармоники.

2. Прочерки в табл. 2 и 4 соответствуют гармоникам, которые не рассчитывались.

нием разрывов в кривой, например, при $e_k=0$. При сравнении первичных токов надо учитывать, что коэффициент K при $m=6$ в $\pi/3$ раз больше, чем при $m=\infty$. Средние значения первичных токов выпрямителей с $m=\infty$ и с $m=6$, $e_k=0$, имеющих одинаковые коэффициенты трансформации K , отличаются не более чем на 8—10%. Отличие действующих значений токов не превышает 0,5%. Значения активной, реактивной и кажущейся мощностей при $e_k=0$ также практически совпадают (с точностью около 1%), а мощность искажения увеличивается при $m=6$ на 11% вследствие увеличения высших гармоник первичного тока. Соответственно увеличивается и полная мощность. Коэффициенты сдвига при $m=6$, $e_k=0$ и $m=\infty$ совпадают, а коэффициент искажения существенно уменьшается. Гармоники первичного тока до частоты питающей сети ($k=25$) практически совпадают (см. табл. 2), однако при $m \neq \infty$ появляются дополнительные гармоники порядка $6m \pm 1$.

Увеличение напряжения короткого замыкания питающего трансформатора приводит к уменьшению активной мощности, коэффициента сдвига, коэффициента мощности и выходного напряжения.

Кажущаяся мощность (полная мощность основной гармоники) на стороне сети управляемого выпрямителя однозначно определяется кривыми тока нагрузки и напряжения на выходе: их формой, значением, периодом повторяемости и не зависит от

числа пульсаций вентильной группы и угла коммутации.

Хотя отмеченные выше закономерности получены для конкретного примера, они, как показывают расчеты, остаются в силе и для других значений периода повторяемости и законов изменения тока и напряжения выпрямителя.

Типовая мощность питающего трансформатора может быть рассчитана по известным соотношениям [Л. 2] после подстановки в формулы вместо постоянного тока I_d действующего значения тока нагрузки I_{d2} , однако следует учитывать возможность подмагничивания трансформатора. Расчет тиристорных сводится к определению моментов включения и выключения тиристорных по соотношениям, аналогичным (33), определению потерь в тиристорах в каждом интервале проводимости, расчету температуры pnp -перехода тиристора через тепловую модель тиристора. При расчете необходимо учитывать возможность неравномерной загрузки тиристорных по току.

Выводы. 1. В управляемом выпрямителе, работающем в циклическом режиме, возникают новые явления, которых нет в выпрямителе при стационарном режиме работы: подмагничивание питающего трансформатора постоянным током, асимметрия действующих значений первичных токов, асимметрия мощностей в фазах питающей сети, появления неканонических гармоник напряжения и тока, неравномерная загрузка вентиля по току. Эти явления должны быть учтены при оценке колебаний или отклонений напряжения питающей сети, выбор питающего трансформатора, расчете энергетических соотношений, тиристорных.

2. Качественный и приближенный количественный анализ перечисленных явлений без учета коммутации тока в вентилях может быть выполнен при допущении бесконечно большого числа пульсаций вентильной группы выпрямителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шиллинг В. Схемы выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты. М.: Госэнергиздат, 1960.
2. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи. Ч. III. М.: Госэнергиздат, 1956.
3. Глинтерник С. Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. М.: Наука, 1970.
4. Чернышев М. А. Закон первичных токов многофазных мутаторов. — Электричество, 1940, № 6, с. 53—55.
5. Жемеров Г. Г. Влияние преобразователя частоты с непосредственной связью на питающую сеть. — Электричество, 1968, № 4 с. 24—30.
6. Маевский О. А. Определение энергетических соотношений и составляющих полной мощности в вентильных преобразовательных установках. — Электричество, 1965, № 3, с. 7—14. [12.4.1978]



Импульсная модель однофазного автономного инвертора

Доктор техн. наук ШИПИЛЛО В. П., канд. техн. наук ДОЛБНЯ В. Т. (Харьков),

инж. ЗЕЗЮЛЬКИН Г. Г. (Смоленск)

Развитие методов аналитического исследования переходных установившихся режимов в автономных инверторах (АИ) в настоящее время приобретает большое значение в связи с интенсивной разработкой и внедрением большого числа таких преобразователей, выполненных по различным схемам.

Точные методы анализа процессов в АИ (метод приспособывания по интервалам и вытекающий из него метод конечно-разностных уравнений) оказываются, как правило, достаточно громоздкими в связи с необходимостью составления и решения системы дифференциальных или разностных уравнений. Эти методы используются для задач анализа и синтеза лишь в сравнительно простых случаях, а чаще всего применяются для поверочных расчетов процессов в АИ после выбора параметров с помощью одного из приближенных методов.

Приближенные методы анализа АИ (частотные, по огибающей, по 1-й гармонике коммутационной функции, метод непрерывной аппроксимации по усредненным значениям э. д. с. инвертора) существенно упрощают исследования, однако почти никогда не позволяют дать заранее оценку суммарной погрешности расчета. В связи с этим полученные результаты обычно нуждаются либо в экспериментальной проверке на макете или модели АИ, либо в проверке точным методом расчета на ЦВМ.

Вместе с тем оказывается возможным получение еще одного точного метода анализа процессов в АИ, основанного на строгом представлении инвертора в виде импульсной модели.

Возможность представления автономного инвертора в виде импульсной структуры вытекает априори из того, что при решении уравнений АИ известным методом конечных разностей может быть непосредственно применен аппарат z -преобразования, как это сделано в [Л. 1]. Запись переменных в виде их z -изображений означает, что объективно существует импульсная модель автономного инвертора, и нам остается лишь отыскать ее.

Здесь уместно отметить, что в [Л. 2—5] разработан аналитический метод расчета процессов в однофазных инверторах тока, при котором в матричные уравнения цепи АИ входят δ -функции. Этот метод в известной мере можно считать переходной ступенью к предлагаемому методу, хотя последний не базируется на указанных работах.

Предлагаемый метод, пригодный для однофазных инверторов как тока, так и напряжения, позволяет непосредственно, без составления системы уравнений, получить структурную (топологическую) схему импульсной модели АИ, применить для этой импульсной модели модифицированное z -преобразование и получить аналитические выражения переходных и установившихся процессов относительно любых токов и напряжений инвертора.

Ниже будут показаны два пути получения импульсной модели АИ, дающие идентичные результаты. Они представляют определенный интерес

лишь с точки зрения методологии обоснования такой модели, так как далее будут сформулированы простые общие правила построения импульсной модели АИ, которыми и следует пользоваться на практике.

Постановка задачи и действия над коммутационной функцией. Общая схема однофазного автономного инвертора показана на рис. 1. Будем полагать, что ключи коммутатора K являются идеальными и переключаются мгновенно с интервалом времени между моментами переключения T .

Операторные уравнения электрического равновесия инвертора имеют вид:

$$\left\{ \begin{aligned} \|E_0(p)\| &= \|Z_1(p)\| \left\| \begin{matrix} I_0(p) \\ I_1(p) \end{matrix} \right\| \\ E_2(p) &= Z_2(p) I_2(p), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $E_0(p)$, $I_0(p)$ — напряжение и ток источника питания; $E_1(p)$, $E_2(p)$ — напряжение на входе и выходе коммутатора; $I_1(p)$, $I_2(p)$ — токи во входной и выходной цепях коммутатора; $\|Z_1(p)\|$ — матрица сопротивлений входного четырехполюсника инвертора; $Z_2(p)$ — сопротивление выходной цепи инвертора.

Система уравнений (1) дополняется следующими связями между напряжениями и токами коммутатора во временной области:

$$\left\{ \begin{aligned} E_2(t) &= E_1(t) q(t); \\ I_2(t) &= I_1(t) q(t), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $q(t)$ — коммутационная функция, показанная на рис. 2,а:

$$q(t) = \begin{cases} +1 & \text{при } 2nT < t < (2n+1)T; \\ -1 & \text{при } (2n+1)T < t < 2(n+1)T. \end{cases} \quad (3)$$

Выражения (1) и (2) дают полную систему уравнений относительно пяти неизвестных переменных I_0 , I_1 , I_2 , E_1 , E_2 . Однако непосредственное аналитическое решение такой системы уравнений оказывается принципиально невозможным, так как при переводе уравнений (2) в область изображений умножению на коммутационную функцию соответствует операция свертки изображений, в результате которой операторные выражения искомых переменных (напряжений и токов коммутатора) не могут быть выражены в явном виде.

В статье показана возможность аналитического решения этой задачи при переходе в область

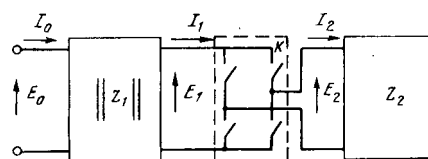


Рис. 1. Общий вид схемы однофазного автономного инвертора.

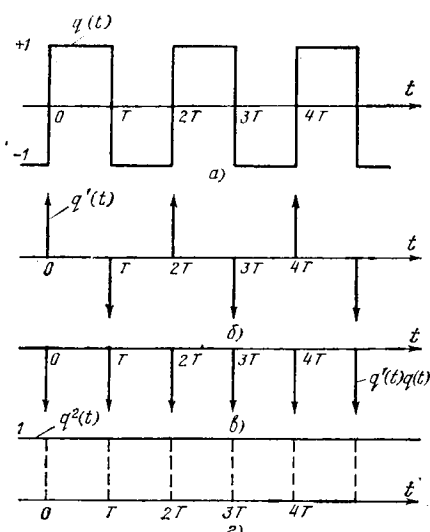


Рис. 2. Коммутационная функция и действия с ней.

z-изображений на основе строгого представления автономного инвертора как импульсной модели.

Для дальнейшего изложения необходимо рассмотреть некоторые операции над коммутационной функцией $q(t)$. Так как эта функция является сингулярной, действия над ней должны проводиться методами теории обобщенных функций [Л. 6].

Обобщенная производная коммутационной функции записывается в виде

$$q'(t) = \frac{Dq(t)}{dt} = \frac{dq(t)}{dt} + \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \Delta q[nT] \delta(t - nT). \quad (4)$$

где $\frac{dq(t)}{dt}$ — производная на «гладких» участках функции; $\Delta q[nT]$ — скачки функции в точках разрыва nT ; $\delta(t)$ — единичная импульсная функция (δ -функция).

В нашем случае

$$\frac{dq(t)}{dt} = 0; \quad (5)$$

$$\Delta q[nT] = q[nT+0] - q[nT-0] = 2(-1)^n. \quad (6)$$

Таким образом, обобщенная производная коммутационной функции имеет вид (рис. 2,б):

$$q'(t) = 2 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} (-1)^n \delta(t - nT). \quad (7)$$

Далее рассмотрим функцию $q'(t)q(t)$. Эта функция существует лишь в моменты времени $t = nT$, когда $q(t)$ претерпевает разрыв. Будем определять эту функцию в точках разрыва слева, где

$$q[nT-0] = (-1)^{n+1}. \quad (8)$$

Как будет видно из дальнейшего, такое определение функции $q'(t)q(t)$ однозначно соответствует причинно-следственной связи между процессами, так как скачки переменных являются следствием воздействий импульсных функций в импульсной модели автономного инвертора.

Таким образом, из (7) и (8) имеем (рис. 2,в):

$$q'(t)q(t) = -2 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT). \quad (9)$$

Наконец, рассмотрим еще одну операцию над коммутационной функцией — возведение в квадрат (фиг. 2,г).

$$q^2(t) = [q(t)]^2 = \begin{cases} 1 & \text{при } t \neq nT; \\ \in (0, 1) & \text{при } t = nT. \end{cases} \quad (10)$$

Функция $q^2(t)$ имеет неопределенность в моменты времени nT , принимая значения от нуля до единицы. Однако эта ее особенность является несущественной, так как $q^2(t)$ не имеет разрывов:

$$\Delta q^2[nT] = q^2[nT+0] - q^2[nT-0] = 0.$$

Учитывая, что вне моментов nT согласно (10) $q^2(t) = 1$, можно видеть, что обобщенная производная функции $q^2(t)$ равна нулю:

$$\frac{Dq^2(t)}{dt} = \frac{dq^2(t)}{dt} + \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \Delta q^2[nT] \delta(t - nT) = 0,$$

и вместо (10) можно без потери строгости считать, что

$$q^2(t) = 1. \quad (11)$$

Заметим еще раз, что действия с коммутационной функцией без использования аппарата обобщенных производных могут приводить к ошибочным результатам. Например, дифференцируя формально (в обычном смысле) равенство (11), мы получим слева функцию $2q(t)q'(t)$, отличную от нуля, тогда как производная правой части равна нулю.

Соотношение (11) позволяет путем умножения левых и правых частей равенства (2) на коммутационную функцию $q(t)$ получить инверсные соотношения

$$\left. \begin{aligned} E_1(t) &= E_2(t) q(t); \\ I_1(t) &= I_2(t) q(t). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Первый способ получения импульсной модели АИ. Структурная схема инвертора, составленная по его принципиальной схеме или уравнениям (1) и (2), всегда содержит два элемента умножения текущих переменных на коммутационную функцию. Первый способ получения импульсной модели инвертора основан на преобразовании его структурной схемы к такому виду, чтобы элементы умножения на $q(t)$ оказались непосредственно стоящими друг за другом. Тогда в соответствии с (11) их действия взаимно компенсируются и они могут быть исключены из структурной схемы.

Структурная (топологическая) схема любой сколь угодно сложной цепи может быть представлена в виде сочетания интегрирующих и пропорциональных звеньев. Правило переноса коммутационного звена через звено, осуществляющее алгебраическую операцию (пропорциональное звено, точка съема, узел суммирования) состоит в выполнении обычного требования неизменности пути передачи, как показано на рис. 3,а—в. Остается установить правило переноса звена $q(t)$ через интегри-

рующее звено. Для структурной схемы, содержащей интегрирующее $1/p$ и коммутационное $q(t)$ звенья (рис. 3,з, I) запишем уравнение связи между входной $x(t)$ и выходной $y(t)$ координатами

$$y(t) = q(t) \int_0^t x(t) dt, \quad (13)$$

откуда

$$x(t) = \frac{y'(t) q(t) - q'(t) y(t)}{q^2(t)}.$$

Умножая левую и правую части на $q(t)$, с учетом (9) и (11) получим уравнение

$$y'(t) = x(t) q(t) - y(t) 2 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \delta(t - nT). \quad (14)$$

Этому уравнению соответствует преобразованная структурная схема (рис. 3,з, II), где звенья $q(t)$ и $1/p$ поменялись местами, но при этом интегрирующее звено охвачено отрицательной обратной связью с коэффициентом передачи 2, и в этой цепи имеется амплитудно-импульсный модулятор с тактом T , выходной сигнал которого представляет собой бесконечную периодическую последовательность δ -функций, модулированных сигналом $y(t)$. К аналогичному результату можно прийти, преобразуя исходную структурную схему с иным взаимным расположением коммутационного и интегрирующего звеньев (рис. 3,д). Для доказательства эквивалентности этих схем достаточно в соответствии с (11) добавить в цепи выходного сигнала $y(t)$ два последовательно соединенных коммутационных звена $q(t)$, после чего первое из них в сочетании с интегрирующим звеном преобразовать в соответствии с предыдущим правилом (рис. 3,з).

Для иллюстрации способа получения импульсной модели АИ рассмотрим простейшую схему ин-

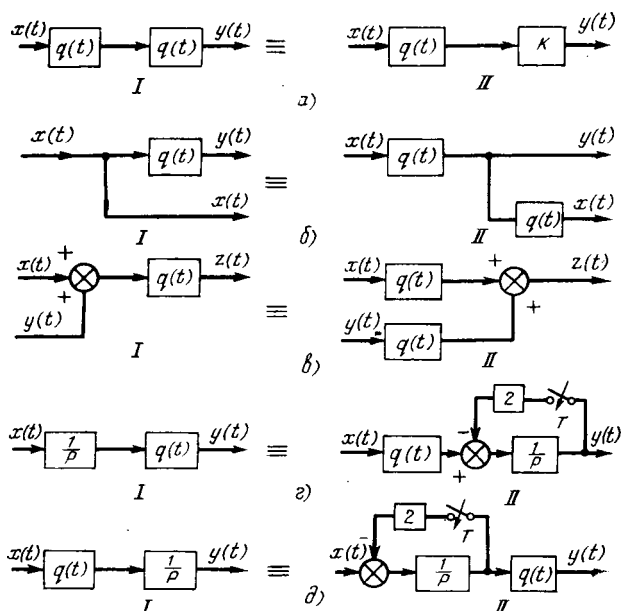


Рис 3. Правила преобразования структурных схем, содержащих коммутатор.

вертора тока, показанную на рис. 4,а. Исходная структурная схема такого инвертора (рис. 4,б) содержит два коммутационных звена в соответствии с уравнениями (2) и (12). Если воспользоваться установленными выше правилами переноса коммутационного звена через пропорциональное и интегрирующее звенья, то можно получить импульсную модель АИ, причем здесь возможны два варианта такой модели.

Первый вариант импульсной модели (рис. 4,в), соответствующий приведению АИ к цепи постоянного тока, является результатом переноса коммутационного звена $q_2(t)$ влево через пропорциональное звено $1/R$ и интегрирующее $1/pC$, после чего коммутационные звенья $q_1(t)$ и $q_2(t)$ оказываются соединенными последовательно и могут быть исключены из структурной схемы в соответствии с равенством (11). Аналогичный результат имеет место при переносе коммутатора $q_1(t)$ вправо через те же звенья.

Во втором варианте импульсной модели (рис. 4,з) осуществляется приведение АИ к цепи переменного тока. Для этого коммутационное звено $q_1(t)$ переносится влево через интегратор $1/pL$ и далее по цепи обратной связи оказывается непосредственно соединенным с коммутационным звеном $q_2(t)$, после чего они оба исключаются из структурной схемы. При этом в структурной схеме

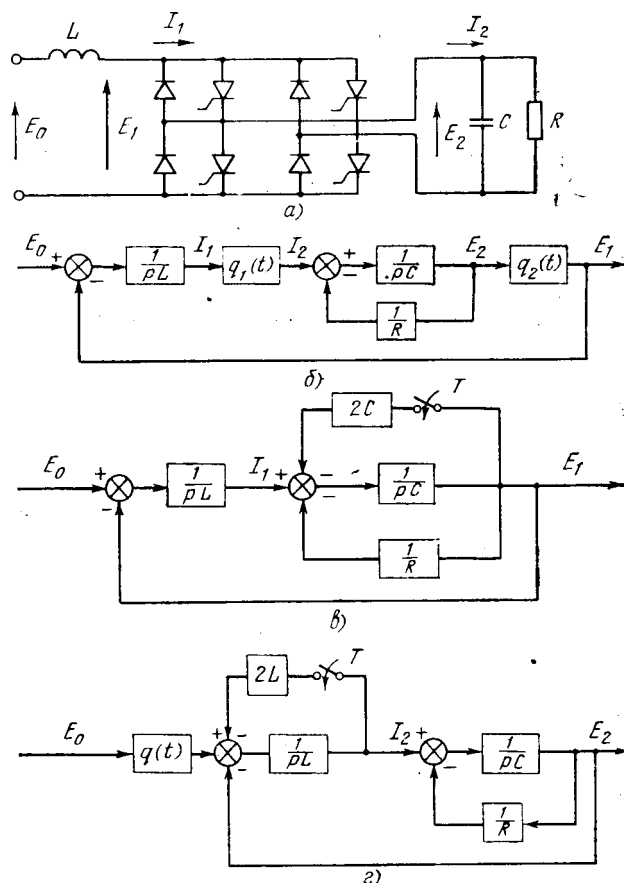


Рис. 4. Импульсные модели однофазного автономного инвертора тока.

а — исходная схема; б — структурная схема с коммутаторами; в — импульсная модель, приведенная к цепи постоянного тока; г — импульсная модель, приведенная к цепи переменного тока.

остается коммутационный элемент в цепи сигнала источника питания E_0 . Аналогичный результат получается при переносе второго коммутационного звена $q_2(t)$ по цепи обратной связи через интегрирующее звено $1/pL$.

Второй способ получения импульсной модели АИ. При составлении уравнений цепи АИ методом припасовываний по интервалам начальные значения токов в индуктивностях и напряжений на конденсаторах могут быть учтены с помощью вспомогательных источников тока и напряжения, подключаемых соответствующим образом к указанным реактивным элементам, т. е. элементам интегрирующего действия. При этом начальные значения токов и напряжений реактивных элементов берутся равными по абсолютному значению конечным значениям на предыдущем такте, причем знаки конечных и начальных условий для реактивных элементов в цепи постоянного тока (до коммутатора) совпадают, а для реактивных элементов в цепи переменного тока (после коммутатора) меняются на обратные.

Переходя к структурной схеме АИ, можно видеть, что интегрирующие звенья в цепи постоянного тока автоматически учитывают конечные значения своих выходных переменных в предыдущем такте, так как эти значения непосредственно являются начальными для последующего такта. Для того чтобы выходные переменные интегрирующих звеньев в цепи переменного тока скачком меняли знаки своих граничных значений в тактовые моменты nT , достаточно охватить каждое из этих звеньев отрицательной обратной связью, включающей в себя импульсный элемент и обладающей контурным усилением, равным 2. В этом случае конечное значение сигнала на предыдущем такте измеряется импульсным модулятором и с обратным знаком подается на вход интегрирующего звена в виде δ -функции, площадь которой равна удвоенному значению измеренного сигнала. В результате воздействия такой δ -функции интегрирующее звено мгновенно изменяет знак начального значения для последующего такта.

В качестве иллюстрации рассмотрим тот же пример простейшего инвертора тока (рис. 4, а). Для

расчета процессов в такой схеме методом припасовывания можно представить ее в виде, показанном на рис. 5, а. Здесь источники тока I_n и напряжения U_n учитывают конечные значения тока в индуктивности и напряжения на конденсаторе в конце предыдущего такта:

$$\left. \begin{aligned} I_1[nT-0] &= I_n; \\ E_1[nT-0] &= U_n. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Начальные значения для расчета процессов в следующем такте

$$\left. \begin{aligned} I_1[nT+0] &= I_n; \\ E_1[nT+0] &= -U_n. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Из соотношений (15) и (16) видно, что при переходе к структурной схеме инвертора интегратор $1/pL$ непосредственно является запоминающим элементом в силу равенства конечного значения тока на предыдущем такте и начального значения на последующем такте, в то время как второй интегратор $1/pC$ должен в тактовые моменты nT давать скачок выходного сигнала:

$$\Delta E_1[nT] = E_1[nT+0] - E_1[nT-0] = -2U_n. \quad (17)$$

Эта операция осуществляется охватом интегратора $1/pC$ обратной связью, в цепи которой имеется импульсный элемент (рис. 5, б, в). Тем самым мы приходим к полученной ранее другим способом импульсной модели инвертора, показанной на рис. 4, в, соответствующей приведению к цепи постоянного тока I_1, E_1 .

Аналогичным образом можно использовать метод припасовывания с приведением инвертора к цепи переменного тока I_2, E_2 . В этом случае вместо (15) и (16) следует использовать соотношения:

$$\left. \begin{aligned} I_2[nT-0] &= I_n; \\ E_2[nT-0] &= U_n; \\ I_2[nT+0] &= -I_n; \\ E_2[nT+0] &= U_n. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

из которых следует, что импульсной обратной связью теперь должен быть охвачен уже не интегратор $1/pC$, а интегратор $1/pL$. Кроме того, в качестве источника задания теперь должен рассматриваться знакпеременный сигнал $E_0(t)q(t)$, как показано на рис. 4, з.

Рассмотренный здесь способ получения импульсной модели АИ физически объясняет, почему при определении функции $q'(t)q(t)$ следует пользоваться значениями $q(t)$ в точках разрыва слева в соответствии с (8). Несмотря на то, что на входе импульсного элемента имеет место разрывная функция времени (рис. 5, б, в), импульсный элемент измеряет значение в точке разрыва слева $[nT-0]$, так как разрыв функции является уже следствием работы именно этого импульсного элемента.

Общая методика построения импульсной модели однофазного автономного инвертора. Рассмотренные выше два способа получения импульсной модели однофазного АИ позволяют сформулировать

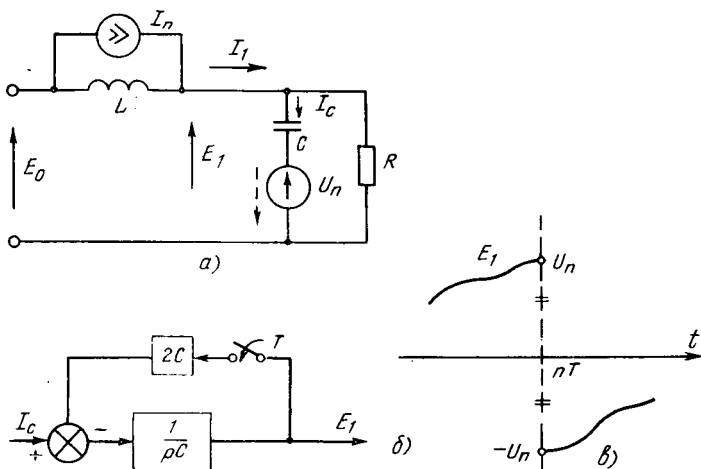


Рис. 5. К обоснованию импульсной модели АИ.

простые общие правила перехода к такой модели, заключающиеся в следующих операциях.

1. По исходной принципиальной схеме однофазного АИ строится структурная схема всей его электрической цепи без учета коммутатора, как будто бы цепи постоянного и переменного тока составляют единое целое и не разделены между собой коммутатором.

2. Для получения импульсной модели АИ, приведенной к цепи постоянного тока, каждое из интегрирующих звеньев в цепи переменного тока охватывается импульсной отрицательной обратной связью с контурной передачей, равной 2, а все внешние источники напряжения и токов в цепи переменного тока (если таковые имеются) подключаются через коммутационные элементы.

3. Для получения импульсной модели АИ, приведенной к цепи переменного тока, импульсными обратными связями охватываются интегрирующие звенья в цепи постоянного тока, а все внешние источники напряжений и токов в цепи постоянного тока подключаются через коммутационные элементы.

Возможность приведения импульсной модели к цепям постоянного и переменного тока позволяет для каждого конкретного случая выбрать вариант минимума импульсных ключей в модели АИ, для чего следует приводить модель к той цепи, которая содержит большее число реактивных элементов. При одинаковом числе реактивных элементов в цепях инвертора имеет смысл приводить импульсную модель АИ к цепи постоянного тока, так как в этом случае модель не будет содержать коммутационных элементов при отсутствии внешних источников в цепи нагрузки инвертора. Следует обратить внимание и на различие характеристических уравнений в z -форме для вариантов приведения модели к цепям постоянного и переменного тока при полной адекватности процессов в этих моделях.

После получения в той или иной форме импульсной модели АИ к ней может быть непосредственно применен аппарат модифицированного z -преобразования с целью анализа переходных и установившихся процессов в АИ, а также для решения задачи синтеза, т. е. нахождения требуемых параметров инвертора, отвечающих заданному виду процессов. В частности, одной из таких задач синтеза является придание инвертору совместно с его системой программного управления или автоматического регулирования свойства процессов конечной длительности, что важно при создании быстроедействующих автономных источников гарантированного питания. Исследование вопросов синтеза выходит за рамки данной статьи, и мы ограничимся рассмотрением примера анализа процессов в простейшем автономном инверторе тока.

Пример анализа процессов в АИ. Рассмотрим в качестве примера схему автономного инвертора тока, показанную на рис. 4а. В данном случае импульсную модель АИ имеет смысл привести к цепи постоянного тока, как показано на рис. 4б, так как в этом случае модель не содержит коммутационного элемента. В качестве искоемых переменных будем рассматривать напряжение E_1 и ток I_1 на входе коммутатора.

Введя обозначения

$$\alpha = \frac{1}{2RC}, \quad \omega^2 = \frac{1}{LC} - \alpha^2, \quad (19)$$

запишем выражения для передаточных функций непрерывной системы относительно напряжения E_1 :

$$W_E(p) = \frac{E_1(p)}{E_0(p)} = \frac{1}{LC} \frac{1}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2}, \quad (20)$$

и тока I_1 :

$$W_I(p) = \frac{I_1(p)}{E_0(p)} = \frac{1}{L} \frac{p + 2\alpha}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2}. \quad (21)$$

Характеристическое уравнение непрерывной системы

$$p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2 = 0 \quad (22)$$

имеет корни

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega. \quad (23)$$

Передаточная функция приведенной к импульсному элементу системы имеет вид:

$$W_n(p) = 2LC p W_E(p) = \frac{2p}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2}, \quad (24)$$

ее модифицированное z -преобразование

$$W_n^*(z, \epsilon) = 2ze^{-\alpha\epsilon T} \frac{z \left(\cos \epsilon \omega T - \frac{\alpha}{\omega} \sin \epsilon \omega T \right) - e^{-\alpha T} \left[\frac{\alpha}{\omega} \sin(1 - \epsilon) \omega T + \cos(1 - \epsilon) \omega T \right]}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}}. \quad (25)$$

Характеристическое уравнение импульсной системы

$$1 + z^{-1} W_n^*(z, 1) = 0 \quad (26)$$

или

$$1 + 2e^{-\alpha T} \frac{z \left(\cos \omega T - \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T \right) - e^{-\alpha T}}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}} = 0, \quad (27)$$

откуда

$$z_{1,2} = e^{-\alpha T} \left[\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T \pm \sqrt{\left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T \right)^2 + 1} \right]. \quad (28)$$

Модифицированное z -преобразование позволяет непосредственно получить в общем виде процесс изменения искоемых переменных E_1 и I_1 как на границах тактов nT , так и внутри любого такта вариацией относительно смещения ϵ , т. е. на всем протяжении временной оси. Однако при этом аналитические выражения $E_1[n, \epsilon]$ и $I_1[n, \epsilon]$ оказываются достаточно громоздкими. Поэтому целесообразно с помощью z -преобразования отыскать ход изменения тактовых значений $E_1[n]$ и $I_1[n]$, а расчет процессов внутри тактов производить методами непрерывного анализа.

Изображения искоемых переменных:

$$E_1^*(z) = \frac{E_0 W_n^*(z)}{1 + z^{-1} W_n^*(z, 1)}; \quad (29)$$

$$I_1^*(z) = E_0 W_n^*(z) + \frac{2C W_n^*(z) E_0 W_n^*(z)}{1 + z^{-1} W_n^*(z, 1)}, \quad (30)$$

где

$$\left. \begin{aligned} E_0 W_n^*(z) &= Z[E_0(p) W_E(p)]; \\ E_0 W_n^*(z) &= Z[E_0(p) W_I(p)]. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Для процесса пуска АИ при постоянном питающем напряжении имеем:

$$E_0(p) = \frac{E_0}{p}; \quad (32)$$

$$E_0(p) W_E(p) = \frac{E_0}{pLC} \frac{1}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2}; \quad (33)$$

$$E_0(p) W_I(p) = \frac{E_0}{pL} \frac{p + 2\alpha}{p^2 + 2\alpha p + \alpha^2 + \omega^2}; \quad (34)$$

$$E_0 W^* E(z) = \\ = E_0 z \left[\frac{1}{z-1} - \frac{z + e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - \cos \omega T \right)}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}} \right]; \quad (35)$$

$$E_0 W^* I(z) = \\ = \frac{E_0 z}{R} \left[\frac{1}{z-1} - \frac{z + e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha^2 - \omega^2}{2\alpha\omega} \sin \omega T - \cos \omega T \right)}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}} \right]. \quad (36)$$

Подставляя (35) и (36) в (29) и (30), получим окончательно:

$$E^*_1(z) = \frac{E_0 z}{z-1} \frac{z \left[1 - e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T + \cos \omega T \right) \right] +}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - e^{-2\alpha T}} + \\ + \frac{e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - \cos \omega T + e^{-\alpha T} \right)}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - e^{-2\alpha T}}; \quad (37)$$

$$I^*_1(z) = \frac{E_0 z}{R(z-1)} \frac{z \left[1 - e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha^2 - \omega^2}{2\alpha\omega} \sin \omega T + \cos \omega T \right) \right] +}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - e^{-2\alpha T}} + \\ + \frac{e^{-\alpha T} \left(\cos \omega T - \frac{\alpha^2 - \omega^2}{2\alpha\omega} \sin \omega T - e^{-\alpha T} \right)}{z^2 - 2ze^{-\alpha T} \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - e^{-2\alpha T}}. \quad (38)$$

Применяя обратное z -преобразование, получим искомые выражения переходных процессов:

$$E_1[n] = \Sigma \text{Res} [E^*_1(z) z^{n-1}] = \\ = a_0 + a_1(z_1)^n + a_2(z_2)^n; \quad (39)$$

$$I_1[n] = \Sigma \text{Res} [I^*_1(z) z^{n-1}] = \\ = b_0 + b_1(z_1)^n + b_2(z_2)^n, \quad (40)$$

где a_0, b_0 — установившиеся значения процессов, находимые как вычеты в полюсе $z=1$:

$$a_0 = E_0 \frac{1 - 2e^{-\alpha T} \cos \omega T + e^{-2\alpha T}}{1 - 2e^{-\alpha T} \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - e^{-2\alpha T}}; \quad (41)$$

$$b_0 = \frac{E_0}{R} \frac{1 - e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha^2 - \omega^2}{\alpha\omega} \right) \sin \omega T - e^{-2\alpha T}}{1 - 2e^{-\alpha T} \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - e^{-2\alpha T}}. \quad (42)$$

Коэффициенты переходных составляющих процессов a_1, a_2, b_1 и b_2 находятся как соответствующие вычеты в полюсах z_1 и z_2 , определяемых (28):

$$a_{1,2} = E_0 \frac{z_{1,2} \left\{ z_{1,2} \left[1 - e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T + \cos \omega T \right) \right] + \right.}{(z_{1,2} - 1)(z_{1,2} - z_{2,1})} + \\ \left. + e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega T - \cos \omega T + e^{-\alpha T} \right) \right\}}{(z_{1,2} - 1)(z_{1,2} - z_{2,1})}; \quad (43)$$

$$b_{1,2} = \frac{E_0}{R} \frac{z_{1,2} \left[1 - e^{-\alpha T} \left(\frac{\alpha^2 - \omega^2}{2\alpha\omega} \sin \omega T + \cos \omega T \right) \right] +}{(z_{1,2} - 1)(z_{1,2} - z_{2,1})} + \\ + e^{-\alpha T} \left(\cos \omega T - \frac{\alpha^2 - \omega^2}{2\alpha\omega} \sin \omega T - e^{-\alpha T} \right). \quad (44)$$

Значения E_1 и I_1 внутри тактов можно рассчитать топологическим методом [Л. 7]. Для цепи второго порядка общее выражение процесса имеет вид:

$$f(t) = f(\infty) + \left[\frac{N}{\alpha} - f(0) - f(\infty) \right] S_f(t) + [f(0) - f(\infty)] C_f(t), \quad (45)$$

где

$$S_f(t) = \frac{\alpha}{\omega} e^{-\alpha t} \sin \omega t; \quad (46)$$

$$C_f(t) = e^{-\alpha t} \cos \omega t; \quad (47)$$

$f(0)$ и $f(\infty)$ — соответственно начальное и конечное значения процесса; N — коэффициент, пропорциональный пути передачи, не содержащему оператору p .

Применяя соотношения (45)–(47) и вводя относительное время внутри такта ε , имеем:

$$E_1[n, \varepsilon] = E_0 + \{2RI_1[n] - E_1[n] - E_0\} S_f(\varepsilon T) + \\ + \{E_1[n] - E_0\} C_f(\varepsilon T); \quad (48)$$

$$I_1[n, \varepsilon] = \frac{E_0}{R} + \left\{ \frac{2CR}{L} (E_0 - E_1[n]) + I_1[n] - \frac{E_0}{R} \right\} S_f(\varepsilon T) + \\ + \left\{ I_1[n] - \frac{E_0}{R} \right\} C_f(\varepsilon T). \quad (49)$$

Пользуясь окончательными соотношениями (39)–(44) и (48)–(49) для данной схемы АИ, можно быстро рассчитать переходные процессы токов и напряжений для любых соотношений параметров.

Рассчитаем процесс пуска АИ при следующих параметрах: рабочая частота 500 Гц ($T=10^{-3}$ с); $E_0=100$ В; $R=10$ Ом; $C=100$ мкФ; $L=10$ мГн. Находя согласно (19) и (28) $\alpha=500$; $\omega=866,03$; $\alpha T=0,5$; $\omega T=0,86603$; $z_1=0,92935$; $z_2=-0,39584$ и подставляя эти значения в (41)–(49), получим непосредственно:

$$E_1[n] = 590,1 - 595,9(0,92935)^n + 5,8(-0,39584)^n;$$

$$I_1[n] = 118,2 - 117,9(0,92935)^n - 0,3(-0,39584)^n;$$

$$E_1[n, \varepsilon] = 100 + \{20I_1[n] - E_1[n] - 100\} S_f(10^{-3}\varepsilon) + \\ + \{E_1[n] - 100\} C_f(10^{-3}\varepsilon);$$

$$I_1[n, \varepsilon] = 10 + \{10 - 0,2E_1[n] + I_1[n]\} S_f(10^{-3}\varepsilon) + \\ + \{I_1[n] - 10\} C_f(10^{-3}\varepsilon).$$

По этим формулам рассчитаны процессы напряжения и тока на входе коммутатора в нескольких первых тактах пуска инвертора, а также в установившемся режиме (рис. 6). С помощью уравнений коммутатора (2) можно также непосредственно получить процессы в цепи нагрузки инвертора. Сравнение с рассмотренным в [Л. 1] примером показывает идентичность результатов при значительном упрощении выкладок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Толстов Ю. Г., Придатков А. Г. Переходные процессы в автономных инверторах с независимым управлением. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1967, № 2, с. 79–85.

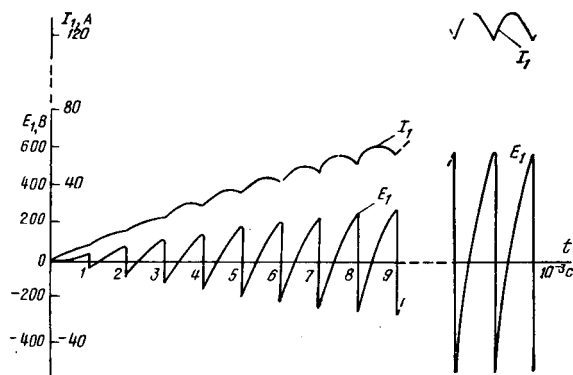


Рис. 6. Расчетные кривые переходного и установившегося процессов в автономном инверторе тока.

2. Беркович Е. И. Расчет переходного процесса в однофазном инверторе тока. — ЭП. Преобразовательная техника, 1971, вып. 19.
3. Беркович Е. И. Переходная характеристика автономного инвертора. — ЭП. Преобразовательная техника, 1973, вып. 12.
4. Тиристорные преобразователи высокой частоты/ Беркович Е. И., Ивенский Г. В. и др. Л.: Энергия, 1973.

5. Беркович Е. И. Исследование пусковых режимов автономных инверторов: Диссертация на степень канд. техн. наук. М., 1975. В надзаг.: М-во электротехнической пр-ти СССР, ВЭИ.

6. Гельфанд И. М., Шилев Г. Е. Обобщенные функции и действия над ними. М.: Физматгиз, 1958.

7. Долбня В. Т. Топологические методы анализа и синтеза электрических цепей и систем. Харьков: Высшая школа, 1974. [2.2.1978]

УДК [621.3:538.311].001.24

Анализ электромагнитных устройств с индуктивными связями методом конечных элементов

ПОПОВ П. Г., ШУМИЛОВ Ю. А.

Киев

Нередко единственным средством получить расчетным путем достаточно полную информацию о магнитном поле сложных электромагнитных устройств (ЭУ) являются численные методы. Одним из наиболее эффективных быстро развивающихся в последние годы и хорошо зарекомендовавшим себя при решении разнообразных задач математической физики является метод конечных элементов (МКЭ) [Л. 1]. Впервые применение МКЭ для расчета стационарных магнитных полей описано в [Л. 2]. При использовании МКЭ решение дифференциального уравнения Пуассона заменяется эквивалентной вариационной задачей, которая в свою очередь сводится к системе алгебраических уравнений:

$$[K] \{A\} = \{C\}, \quad (1)$$

где $\{A\}$ — вектор магнитных вектор-потенциалов узлов — точек, в которых сочленяются конечные элементы; $[K]$ — матрица коэффициентов, зависящая от геометрии области определения A и ее дискретизации, а также магнитных характеристик среды; $\{C\}$ — вектор токов, приведенных к узлам.

Для трехмерных задач с целью уменьшения числа неизвестных в каждом узле система уравнений, аналогичная (1), может быть сформирована и в терминах скалярного магнитного потенциала [Л. 3], но трехмерная задача при настоящем уровне развития вычислительной техники может быть реализована лишь при весьма грубой дискретизации в каждом сечении, либо путем сведения к двумерной задаче.

Ниже рассматриваются вопросы расчета двумерных полей в изотропной среде. Необходимые сведения о формировании матрицы $[K]$ и вектора $\{C\}$ при дискретизации двумерной области простейшими треугольными элементами приведены в приложении 1.

Уравнение (1), используемое при расчете стационарных полей, справедливо и для мгновенных значений величин, описывающих квазистационарный процесс. Формально безразлично, можно ли считать вектор $\{C\}$ известным, либо он является

функцией распределения поля, т. е. включает индукционные токи — это можно отнести к проблемам реализации. Плотность тока в элементе с помощью второго уравнения Максвелла

$$\text{rot } E = -\partial (\text{rot } A) / \partial t$$

можно выразить через A :

$$J = \gamma E = \gamma (-\partial A / \partial t - \text{grad } \varphi) = \gamma (E_v + E_n) = J_v + J_n, \quad (2)$$

где γ — проводимость материала элемента; φ — электродинамический потенциал [Л. 4], градиент которого можно считать постоянным по длине устройства и по площади каждого конечного элемента в исследуемом поперечном сечении ЭУ.

Все величины в (2) фактически являются скалярами, имея одну ненулевую составляющую, нормальную к плоскости сечения.

Плотность тока в проводящей среде и электрическую напряженность удобно представлять состоящими из «вихревой» составляющей (J_v и E_v) и «потенциальной». Поскольку предполагается, что распределение магнитного потенциала внутри каждого элемента (а значит, и вихревые токи) подчиняется определенной аналитической зависимости — полиному, степень которого определяется видом конечного элемента, то и вихревые токи могут быть выражены через потенциалы узлов и перенесены в левую часть уравнения:

$$[K] \{A\} + [L] \frac{\partial}{\partial t} \{A\} = \{C_n\}, \quad (3)$$

где вектор $\{C_n\}$ определяется потенциальными токами (структура $[L]$ приведена в приложении 1).

Расчет поля с учетом явления электромагнитной индукции был выполнен в [Л. 5 и 6]. Все токонесящие элементы авторы делят на два класса:

элементы с чисто потенциальными токами; эти элементы можно считать подключенными к источнику тока, величина которого указывается в исходных данных задачи; проводимость таких элементов в соответствии с внутренним сопротивлением источников тока принимается нулевой;

элементы с чисто вихревыми токами — массивы проводящих материалов. В этих элементах без особых оговорок $\text{grad } \Phi$, а значит разность потенциалов между торцевыми точками ЭУ, принималась равной нулю.

Такой учет проводящих свойств среды нельзя считать достаточным. Наряду с потенциальными токами указанного вида нередко появляются и другие, значение которых не может быть заранее оценено числом, так как зависит от результирующей картины поля [Л. 7]. К примеру, неучет потенциальных токов в массивном проводящем стержне ЭУ (рис. 1), помещенном в однородное пульсирующее магнитное поле, может привести к ошибочным результатам. Если проводник не образует замкнутого контура (в плоскости, перпендикулярной рассматриваемой) и приток зарядов извне не предусмотрен, то полный ток в сечении проводника должен быть равен нулю. Выполнение этого условия обеспечивается появлением потенциальной напряженности E_n (вследствие скопления зарядов на концах проводника), уравнивающей среднюю составляющую E_v . Если же потенциалы концов проводника искусственно выровнены с помощью замыкающей перемычки, проходящей через нулевой эквипотенциал, то плотность тока в каждой точке сечения проводника будет определяться ее магнитным потенциалом: $J = \gamma E_n$.

Итак, при выяснении вопроса о возможности сведения расчета квазистационарного поля к системе (3) с известной правой частью следует исходить из пространственных свойств ЭУ; информации о геометрии рассматриваемого сечения недостаточно. Введем понятие проводящей структуры (ПС), под которой будем понимать совокупность проводящих элементов расчетного сечения, электрически изолированных от других частей ЭУ, но связанных друг с другом (в том числе и в торцевых зонах): вал, массивные полюса, совокупность всех проводников каждой фазы обмотки и др. Если торцы каждой ПС не имеют вне рассматриваемой области электрической связи для обратного перетока зарядов, то возможность самопроизвольного изменения

E_n в зависимости от итоговой картины поля следует исключить при выполнении двух условий:

равенстве нулю интеграла вихревых токов в поперечном сечении каждой ПС:

$$\int \gamma \frac{\partial A}{\partial t} dx dy = 0$$

в силу выбранных граничных условий и заведомой симметрии или периодичности магнитного потока;

при допущении, что проводящие элементы каждой ПС замкнуты накоротко в торцевых частях ЭУ, так что электрические заряды могут беспрепятственно стекать в торцевых частях к другим элементам сечения, обеспечивая равенство E_n для всего сечения ПС.

Действительно, если полный ток в сечении ПС должен быть равен нулю (как на рис. 1) или в более общем случае задан внешним источником

$$i_0 = \int J dx dy = \int (J_v - \gamma E_n) dx dy,$$

то при выполнении названных условий плотность потенциального тока также будет известна:

$$J_n = -\gamma E_n = \gamma i_0 / \int \gamma dx dy.$$

При учете индукционных токов в массивах второе условие справедливо в тем большей степени, чем длиннее ЭУ. Однако в ряде случаев это условие не выполняется; например, при расчете поля в поперечном сечении дросселя с массивным ненасыщенным сердечником бронзового типа (рис. 2) вихревые токи в каждом из крайних стержней оказываются однонаправленными, тогда как следует ожидать, что полный ток в сечении каждого стержня должен быть близок к нулю.

Если группа проводников не сходится в один узел, а образует обмотку, состоящую из отдельных витков, то второе условие безусловно не выполняется — задание токов в проводниках [формирование вектора $\{C_n\}$ в (3)] затруднено; в еще большей степени это относится к нескольким магнитно связанным обмоткам. Если при линейной постановке задача может быть решена поэтапно при использовании метода наложения и при чередовании полевого метода (для определения параметров контуров) с цепным, то при выраженном насыщении ферромагнитных элементов задача решается корректно лишь при совместном разрешении уравнений для электрических и магнитных контуров (число последних определяется числом узлов конечно-элементной модели [Л. 8]). Объединение полевых и цепных методов расчета в единый алгоритм может оказаться полезным при решении многих важных нелинейных задач, не поддающихся решению ни одним из них в отдельности.

Ниже речь пойдет об алгоритмизации преобразования уравнения (3) к пригодному для решения виду; уравнение описывает распределение плоскопараллельного квазистационарного поля в области, охваченной системой электрических контуров. Задача состоит в установлении связи между потенциальными токами и результирующей картиной поля при наличии в ЭУ различного вида обмоток и массивных частей.

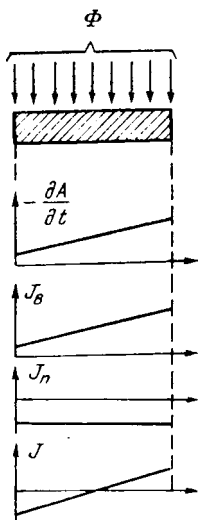


Рис. 1.

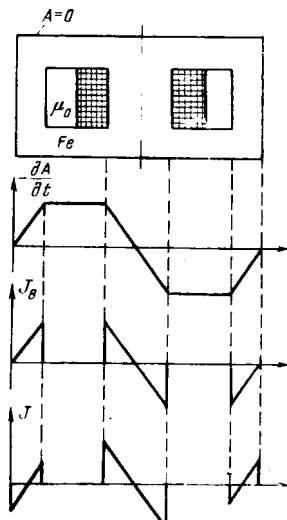


Рис. 2.

Пусть двумерная расчетная область пересекается N изолированными проводниками, ориентированными строго аксиально; сечение каждого элементарного проводника аппроксимируется целым числом конечных элементов. В торцах ЭУ (лобовой зоне электрической машины) проводники произвольно соединены между собой; допускается включение сосредоточенных активных сопротивлений и сосредоточенных источников э. д. с. При неизвестном законе временного изменения тока в обмотках потоки лобового рассеяния при двумерной постановке задачи не могут быть учтены.

Если направление J в сечении проводника считать совпадающим с направлением самого проводника, то последний можно представить состоящим из отдельных нитей, сливающихся в общие узлы на концах проводника за пределами существования поля. В соответствии со вторым законом Кирхгофа и выражением (2) величину $-\partial A/\partial t$ можно трактовать как э. д. с., наводимую в нити единичной длины. Тогда весь k -й проводник может быть охарактеризован по отношению ко всей ПС эквивалентной э. д. с.

$$e_k = -\frac{1}{s_{nk}} \int \frac{\partial A}{\partial t} dx dy,$$

определяемой интегрированием по сечению проводника единичной длины (согласно методам узловых потенциалов и эквивалентного генератора). При дискретизации сечения треугольниками

$$e_k = -\frac{\partial A_{n,k}}{\partial t}; A_{n,k} = \frac{1}{3s_{n,k}} \sum_i [A_i (\Sigma s)_i], \quad (4)$$

где $s_{n,k}$ — сечение k -го проводника; A_i — потенциалы узлов, принадлежащих сечению; $(\Sigma s)_i$ — суммарная площадь элементов проводника, примыкающих к i -му узлу.

Как и для всякой линейной электрической цепи, градиенты электродинамических потенциалов в аксиальных проводниках рассматриваемой ПС могут быть выражены через наводимые в них э. д. с.:

$$\{e\} = [e_1, e_2, \dots, e_N]^T \quad (5)$$

с помощью некоторого линейного оператора

$$\{E_{\Pi}\} = [E_{\Pi 1}, E_{\Pi 2}, \dots, E_{\Pi N}]^T = \{- (J_0/\gamma)\} + [R] \{e\}, \quad (6)$$

где первая составляющая, заданная внешними источниками, должна быть известной.

После приведения к узлам потенциальных токов [согласно (П1-3), (2), (6) и (4)] и подстановки вектора приведенных токов $\{C_{\Pi}\}$, уравнение (3) можно представить в виде

$$[K] \{A\} + ([L] + [M]) \frac{\partial}{\partial t} \{A\} = \{C_0\}, \quad (7)$$

где $\{C_0\}$ — вектор токов, задаваемых внешними источниками (тока или э. д. с.); $[M]$ — матрица, определяемая параметрами обмоток и формируемая по правилам:

$$M_{kl} = -\gamma_k R_{kl} (\Sigma s)_k (\Sigma s)_l / (9s_{nl}). \quad (8)$$

Если индексы k и l при M указывают номера узлов, то эти же индексы при γ , R и s_n следует по-

нимать как указание на номера проводников, которым принадлежат эти узлы (например, γ_k — удельная проводимость проводника, в сечении которого лежит k -й узел).

Матрица $[M]$ так же, как $[K]$ и $[L]$, оказывается симметричной (следствие теоремы взаимности теории цепей). Однако, если разреженные матрицы $[K]$ и $[L]$ при умелой нумерации узлов часто удается свести к ленточным, то структура $[M]$ гораздо менее благоприятна: процент ненулевых элементов в ряде строк может оказаться весьма значительным, так что эффективность методов решения системы уравнений (7) (прямых методов в особенности) падает.

Вектор $\{C_0\}$ формируется согласно (П1-3) так же, как при расчетах стационарных полей. Мгновенное значение плотности тока можно определить по мгновенным значениям сторонних э. д. с. и сопротивлений ветвей обмоток, приравняв нулю все производные по времени в уравнениях напряжений (или по сторонним токам). Сведения о $\{C_0\}$ и $[R]$ для некоторых типовых случаев приведены в приложении 2.

Отметим, что проводящие свойства обмоток учитываются одновременно матрицами $[L]$ и $[M]$; если третий член уравнения (7) соответствует постоянной (по сечениям проводников) составляющей тока, то второй — току, меняющемуся согласно потенциалу A , так что явление вытеснения учитывается автоматически без привлечения понятия «коэффициент вытеснения».

В ЭУ часто преобладают обмотки, состоящие из многовитковых катушек с сечением витков, меньшим чем следует иметь элементам для обеспечения хорошей точности описания поля. В этих случаях аппроксимация конечными элементами каждого из витков нерациональна. Если на элемент приходится несколько проводников, то в связи со скачкообразным изменением E_{Π} от витка к витку в пределах одного элемента раздельный учет «потенциальных» и «вихревых» токов был бы затруднителен; при пренебрежении эффектом вытеснения более удобным оказывается оперировать результирующей плотностью тока $J = \gamma_{\text{кат}} E$ в сечении катушек $s_{\text{кат}}$.

Подобно (6) электрическую напряженность в ветвях обмотки можно выразить с учетом (2) в виде

$$\{E\} = \{J_0/\gamma_{\text{кат}}\} - [R_{LM}] \{e\}, \quad (9)$$

где $\gamma_{\text{кат}}$ — проводимость, уменьшенная с учетом коэффициента заполнения катушки; J_0 — плотность тока, обусловленного внешними источниками при отсутствии индуктированной э. д. с.

Если обмотка состоит из $N_{\text{кат}}$ одинаковых последовательно соединенных катушек, то результирующая напряженность может быть охарактеризована двумя значениями $\{E\} = 1/\gamma_{\text{кат}} [J, -J]^T$, где J — плотность тока в прямовключенных сторонах катушек; $\{e\}$ — вектор э. д. с., усредненных по каждой стороне катушек (прямо- и встречновключенной):

$$\{e\} = -\partial/\partial t [A_{\text{пр}}, A_{\text{вст}}]^T.$$

Потенциалы $A_{\text{пр}}$ и $A_{\text{вст}}$ аналогично (4) определяются суммированием по узлам, принадлежащим

прямо- и встречно-включенным сторонам всех катушек. Например,

$$A_{\text{пр}} = \frac{1}{3s_{\text{кат}} N_{\text{кат}}} \sum_i [A_i (\Sigma s)_i]. \quad (10)$$

После приведения J к узлам запишем (3) в виде

$$[K] \{A\} + [LM] \frac{\partial}{\partial t} \{A\} = \{C_0\}, \quad (11)$$

$$\text{где } (LM)_{kl} = -\gamma_{\text{кат}} (R_{LM})_{kl} (\Sigma s)_k \times (\Sigma s)_l / (9 N_{\text{кат}} s_{\text{кат}}). \quad (12)$$

При несинусоидальном питании или в случаях, когда определение частотного состава A является одной из задач исследования, уравнения (7) и (11) следует решать как дифференциальные, путем численного интегрирования [Л. 9].

При синусоидальности питания, если время-переменное v (см. (П1-1) каждого элемента заменить усредненной по времени величиной, решение можно искать в комплексной форме:

$$([K] + j\omega ([L] + [M] + [LM])) \{A\} = \{C_0\}. \quad (13)$$

Кроме очевидных недостатков, такой прием, наряду с экономией счетного времени, обладает тем преимуществом, что позволяет приближенно учесть магнитные потоки в торцевых зонах ЭУ (лобовое рассеяние) путем введения сосредоточенных реактивных сопротивлений в схему замещения обмотки.

Отдельные частные случаи затронутой проблемы рассматривались без должного обобщения в [Л. 7, 10 и 11]. В [Л. 7 и 10] исследовалось распределение тока заданной величины по сечению проводника в отдельно взятом пазу (при соответственно конечно-разностной и конечноэлементной дискретизациях); в [Л. 11] учтены переходные токи в многovitковой обмотке возбуждения синхронной машины. Предлагаемый в настоящей работе подход позволяет рассматривать задачи как типа [Л. 7, 10 и 11], так и другие более сложные по универсальному алгоритму. Своеобразие каждой ПС отражается матрицей $[R]$ в (8) и (12), получаемой методами теории цепей.

Реализация. Решение задачи (13) реализовано на ЦВМ БЭСМ-6. Созданная программа позволяет рассчитывать двумерные поля достаточно сложных объектов (с числом узлов конечноэлементной модели — до 1000). Для решения системы нелинейных уравнений использован многошаговый метод Ньютона — ПВР [Л. 12]. Выбор в качестве вторичного

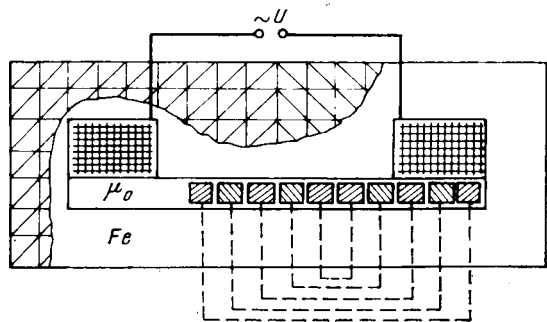


Рис. 3.

метода последовательности верхней релаксации (ПВР) предопределен структурой матриц $[M]$ и $[LM]$. Уже указывалось, что при разветвленных обмотках, охватывающих много узлов, в матрице системы (13) часть строк может оказаться почти полностью заполненной; при решении таких систем прямыми методами образуется большое количество ненулевых элементов, для хранения которых может оказаться недостаточно и внешней памяти ЭВМ. Итерационные методы решения, не связанные с преобразованием исходной матрицы, при этих обстоятельствах оказываются более эффективными. В использованной программе результирующая матрица хранится в упакованном виде.

Для иллюстрации приведем результаты расчета некоторого ЭУ (рис. 3), состоящего из многovitковой катушки, подключенной к источнику напряжения промышленной частоты, на стальном шихтованном сердечнике. В воздушном зазоре расположена группа медных короткозамкнутых витков квадратного сечения. На рис. 3 конечноэлементная сеть равномерна и симметрична, нанесена на части сечения (линии проведены через 1 см). Пунктиром обозначена схема соединения аксиальных проводников в торцах ЭУ (лобовые части короткозамкнутых витков). На внешней границе сердечника задано $A=0$. Число треугольников модели — 252; порядок системы (13) — 204. При известной условности ЭУ, выбранное для проверки алгоритма, содержит элементы, типовые для многих реальных объектов (магнитный контактор, однофазный асинхронный двигатель с экранированными полюсами и др.).

Результаты представлены на рис. 4. На рис. 4 даны действительные и мнимые составляющие вектор-потенциала при $U/(\omega l_b) = 10$ В/м: a — эквипотенциалы в Т-см (сплошная линия — $\text{Re } A$; пунктир — $\text{Im } A$); b — потенциалы в сечении $A-A$; (сплошная линия — с витками в зазоре; штрихпунктир — без демпфирующих витков; пунктир — при неучете матрицы $[M]$). Результат, полученный в последнем случае, таков, как если бы каждый из проводников зазора преобразовался в контур (с тем же сопротивлением), охватывающий нижний стержень и препятствующий проникновению в него потока. Из рис. 4,б видно, что если при отсутствии витков в зазоре магнитный поток распределяется под полюсом равномерно и симметрично [индукция связана с потенциалом зависимостью (П1-2)], то при внесении их поток перераспределяется, проникая в полюс лишь через левый его край, не экранируемый витками. Отметим, что потокосцепления катушки во всех рассмотренных случаях близки и соответствуют напряжению питания. Критерием правильности результатов служит выполнение закона полного тока для ряда контуров интегрирования.

Время счета нелинейной задачи (при 400—700 итерациях) — 3—6 мин.

Приложение 1. Приведем основные положения, касающиеся формирования систем уравнений (1) и (3) для треугольных элементов без промежуточных узлов при формулировке задачи в прямоугольной системе координат. Индексами i, j, m обозначается принадлежность величин одному из трех узлов.

Изменение потенциала A в пределах элемента аппроксимируется линейной зависимостью

$$A(x, y) = N_i A_i + N_j A_j + N_m A_m = [N] \{A\}^E,$$

где $N_i = (a_i + b_i x + c_i y)/d$; $a_i = x_j y_m - x_m y_j$;

$$b_i = y_j - y_m; \quad c_i = x_m - x_j; \quad d = \det \begin{bmatrix} 1, & x_i, & y_i \\ 1, & x_j, & y_j \\ 1, & x_m, & y_m \end{bmatrix};$$

x_i, y_i, \dots, y_m — координаты узлов.

Остальные величины образуются путем циклической перестановки индексов. Определитель d по абсолютной величине равен удвоенной площади треугольника s .

Матрица коэффициентов системы (1) может быть представлена суммой матриц, характеризующих отдельные элементы:

$$[K] = \sum [K]^E;$$

$$[K]^E = \frac{\nu}{4s} \begin{bmatrix} (b_i^2 + c_i^2), & (b_i b_j + c_i c_j), & (b_i b_m + c_i c_m) \\ & (b_j^2 + c_j^2), & (b_j b_m + c_j c_m) \\ & & (b_m^2 + c_m^2) \end{bmatrix}, \quad (\text{П1-1})$$

где $\nu = 1/\mu$ — величина, обратная магнитной проницаемости; $\nu = f(B_x, B_y)$.

Составляющие индукции:

$$\left. \begin{aligned} B_x &= \partial A / \partial y = (c_i A_i + c_j A_j + c_m A_m) / d; \\ B_y &= -\partial A / \partial x = -(b_i A_i + b_j A_j + b_m A_m) / d. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1-2})$$

Промежуточные выкладки можно найти в [Л. 13]. Вектор токов также образуется суммированием векторов токов всех элементов, $\{C\} = \sum \{C\}^E$. Вклад каждого элемента:

$$\{C\}^E = \int J [N]^T dx dy.$$

При постоянстве плотности тока J в пределах треугольника, что характерно для потенциальных токов,

$$\{C_n\}^E = J s / 3 [1, 1, 1]^T. \quad (\text{П1-3})$$

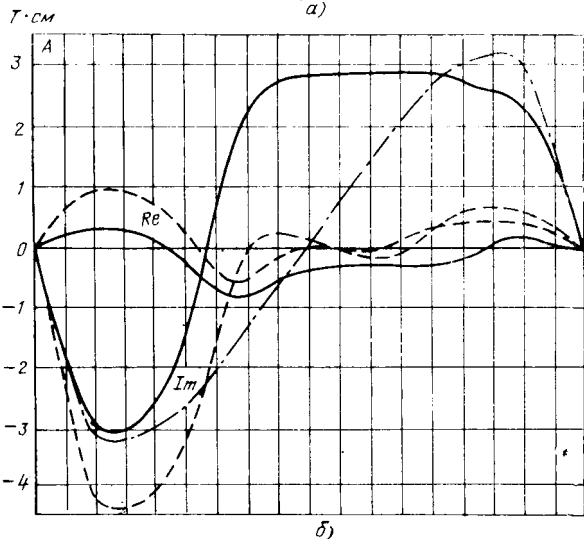
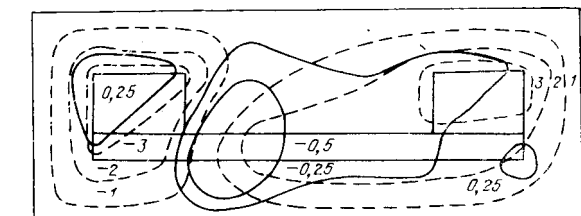


Рис. 4.

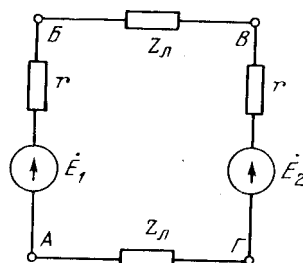


Рис. 5.

Если плотность тока меняется в пределах элемента согласно с потенциалом A

$$J_B = -\gamma [N] \frac{\partial}{\partial t} \{A\}^E,$$

то

$$\{C_B\}^E = -\frac{\gamma s}{12} \begin{bmatrix} 2, & 1, & 1 \\ 1, & 2, & 1 \\ 1, & 1, & 2 \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial t} \{A\}^E = -[L]^E \frac{\partial}{\partial t} \{A\}^E.$$

Суммирование матриц $[L]^E$ образует результирующую матрицу $[L]$, фигурирующую в (3).

Приложение 2. Приведем правила формирования $[M]$, $[LM]$ и $\{C_0\}$ [см. (13), (8) и (12)] для простейших проводящих структур.

Массивный стержень (см. рис. 1). Для незамкнутого проводника разность потенциалов его концов равна сумме включенных э. д. с. Тогда связь $\text{grad } \phi$ с магнитным потенциалом [см. (6) и (2)] выражается числом $R=1$, которое и следует подставлять в (8).

В случае рис. 2 для обеспечения равенства нулю среднего по каждому стержню индукционного тока достаточно электрически разредить все три стержня, т. е. представить в виде трех ПС типа рис. 1.

Массивный короткозамкнутый виток. На рис. 5 приведена схема замещения витка, где r — омическое сопротивление аксиальных участков проводника (длиной l); $Z_n = r_n + jx_n$ — сопротивление торцевых участков; $\dot{E}_1 \equiv e_1 l = -j\omega l A_{n1}$; $\dot{E}_2 \equiv e_2 l = -j\omega l A_{n2}$; A_{n1} и A_{n2} следуют из потенциалов узлов согласно (4). Тогда потенциальная напряженность в проводниках:

$$E_{n1} = (\varphi_B - \varphi_A) / l = [\dot{E}_1 (r + 2Z_n) + \dot{E}_2 r] / [2l (r + Z_n)];$$

$$E_{n2} = (\varphi_B - \varphi_r) / l = [\dot{E}_1 r + \dot{E}_2 (r + 2Z_n)] / [2l (r + Z_n)];$$

$$\{E_n\} = [E_{n1}, E_{n2}]^T.$$

Следовательно, учитывая (5) и (6),

$$[R] = \frac{1}{2(r + Z_n)} \begin{bmatrix} (r + 2Z_n), & r \\ r, & (r + 2Z_n) \end{bmatrix}. \quad (\text{П2-1})$$

Многовитковая катушка, подключенная к источнику э. д. с. Уравнение напряжения

$$\dot{U} - j\omega (A_{np} - A_{вст}) \omega l = I (r + jx_n), \quad (\text{П2-2})$$

где \dot{U} — комплексная амплитуда питающего напряжения; A_{np} и $A_{вст}$ — средние потенциалы в сечениях катушки [см. (10)]; ω — число витков; x_n — реактивность лобового рассеяния;

$$r = \omega^2 l_B / (\gamma_{кат} s_{кат}) \quad (\text{П2-3})$$

— омическое сопротивление (l_B — средняя длина витка).

Плотность тока с учетом (П2-2) и (П2-3):

$$J = i \frac{\omega}{s_{кат}} = \frac{\gamma_{кат} r}{r + jx_n} \left[\frac{\dot{U}}{\omega l_B} - j\omega \frac{l}{l_B} (A_{np} - A_{вст}) \right]. \quad (\text{П2-4})$$

После приведения к узлам получим вектор токов $\{C_0\}$ — правую часть уравнения (13):

$$(C_0)_i = \gamma_{кат} \frac{\dot{U}}{\omega l_B} \frac{r}{r + jx_{л}} \frac{(\Sigma s)_i}{3} T_i,$$

где $T_i = 1$, если i -й узел принадлежит прямовключенной стороне катушки, в противном случае $T_i = -1$.

Элементы матрицы $[R_{LM}]$ в выражении (9) следуют из второго члена (П2-4):

$$(R_{LM})_{ij} = -\frac{l}{l_B} \frac{r}{r + jx_{л}} T_i T_j.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Стренг Г., Фикс Дж. Теория метода конечных элементов. М.: Мир, 1977.
2. Silvester P., Chari M. Finite element solution of saturable magnetic field problems. — IEEE Trans. Power Appar. Syst., 1970, vol. 89, № 7, p. 1642—1651.
3. Демирчян К. С., Солнышкин Н. И. Расчет трехмерных магнитных полей методом конечных элементов — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1975, № 5, с. 39—49.
4. Говорков В. А. Электрические и магнитные поля. М.: Энергия, 1968.
5. Chari M. Finite element solution of the eddy current problem in magnetic structures. — IEEE Trans. Power Appar. Syst., 1974, vol. 93, № 1, p. 62—72.

6. Donea J., Giuliani S., Philippe A. Finite elements in the solution of electromagnetic induction problems. — Int. J. Numer. Meth. Eng., 1974, vol. 8, № 2, p. 359—367.

7. Márkon S. Kvizistacioner terek numerikus szamitasa. — Elektrotechnika (Magy), 1976, vol. 69, № 1, p. 1—8.

8. Апсит В. В., Новик Я. А. Физический смысл расчетных уравнений метода конечных элементов при расчете стационарного двухмерного магнитного поля и их связь с уравнениями Максвелла. — Изв. АН Латв. ССР. Серия физ. и техн. наук, 1976, № 1, с. 60—66.

9. Foggia A., Sabonnadiere J., Silvester P. Finite element solution of saturated travelling magnetic field problems. — IEEE Trans. Power Appar. Syst., 1975, vol. 94, № 3, p. 866—871.

10. Costache Gh. Calculation of eddy currents and skin effect in nonmagnetic conductors by the finite element method. — Rev. roum. sci. techn. Ser. electrotechn. et energ., 1976, vol. 21, № 3, p. 357—363.

11. Hannalla A., Macdonald D. Numerical analysis of transient field problems in electrical machines. — Proc. Inst. Elec. Eng., 1976, vol. 123, № 9, p. 893—898.

12. Ортега Дж., Рейнболдт В. Итерационные методы решения нелинейных систем уравнений со многими неизвестными. М.: Мир, 1975, 558 с.

13. Новик Я. А. Численные методы расчета магнитного поля электрических машин с учетом насыщения. — В кн.: Бесконтактные электрические машины. Рига: Зинатне, 1972, вып. 11, с. 3—44.

[23.3.1978]



УДК 62-83:531.14.001.2

Возможности и проблемы применения линейного электропривода на электроподвижном составе

Доктор техн. наук, проф. СВЕЧАРНИК Д. В.

Москва

Перемещать массы в пространстве непосредственно электромагнитными силами — естественная задача, встающая перед разработчиками перспективного электропривода. Вездесущность чисто механического способа осуществления поступательного движения с помощью сцепления макровыступами (шестерня — рейка) или микровыступами (колесо локомотива — рельс, колесо автомобиля — шоссе, подошва ноги — земля) привела к неточному представлению о невозможности механического движения без трения.

Один способ осуществления поступательного движения, не требующий участия в этом «полезного трения», широко известен — это реактивное движение; создание поступательного движения непосредственно электромагнитными силами без всякого использования «полезного трения» — линейный электропривод — другое, может быть, не менее важное решение этой задачи.

В настоящее время сила, создающая поступательное движение (сила тяги), образуется почти исключительно за счет сцепления колеса с путем микровыступами и определяется простым соотношением:

$$F_T = gm\psi, \quad (1)$$

где F_T — сила тяги, реализуемая при сцеплении данного колеса (колесной пары, всех колес локомо-

тива и т. п.) с путем H ; m — масса транспортного средства, приходящаяся на данное колесо (колесную пару и т. п.), — обычно называется «сцепной вес», кг; ψ — коэффициент сцепления данного колеса с путем (или средний коэффициент сцепления данной колесной пары и т. п. с путем); g — ускорение силы тяжести.

Для преодоления сопротивления трения колес вагонов (прицепов и т. п.) приходится прилагать силу тяги

$$F_T = P f, \quad (2)$$

где P — сила давления на трущиеся поверхности; f — коэффициент трения.

Если привести все сопротивление трения колес (включающее и трение в подшипниках) к трению качения пары «колесо — путь», получим

$$F_T = gm f', \quad (3)$$

где f' — приведенный коэффициент трения (например, для пары «колесо — рельс» $f' \approx 0,002$); ψ в формуле (1) может достигать значения 0,45 для пары «колесо локомотива — рельс» (и еще больших значений для пары «колесо автомобиля — шоссе»), а f' для такой же пары — не более 0,01.

Как f , так и предельное значение $\psi = \psi_k$ определяются большим числом случайных факторов (состоянием поверхностей колеса и данного участка

рельса, наличием влаги, смазочными веществами и т. д.), но реально используемое при движении поезда значение $\psi < \psi_k$ определяется — и при том совершенно однозначно — совсем другими обстоятельствами.

Пусть локомотив со сцепной массой $m_{\text{л}}$ везет с малой постоянной скоростью по горизонтальному пути поезд с общей массой $m_{\text{п}}$. Имеет место равенство:

$$gm_{\text{л}}\psi = gm_{\text{п}}f', \quad (4)$$

откуда

$$\psi = \frac{m_{\text{п}}}{m_{\text{л}}} f'. \quad (5)$$

Однако это равенство теряет силу при $m_{\text{п}}f' > m_{\text{л}}\psi_k$, ибо в этом случае колеса локомотива начнут проскальзывать и не смогут обеспечивать движения поезда как бы ни была велика мощность двигателей локомотива. При $\psi \leq \psi_k$ эта мощность

$$P_{\text{дв}} = \frac{F_{\text{тв}} v}{\eta_{\text{п}}}, \quad (6)$$

где v — скорость движения; $\eta_{\text{п}}$ — к. п. д. передачи «вал двигателя — колесо», или

$$P_{\text{дв}} = g \frac{m_{\text{п}} \psi v}{\eta_{\text{п}}}; \quad (7)$$

$$\psi = \frac{P_{\text{дв}} \eta_{\text{п}}}{G_{\text{п}} v}. \quad (8)$$

Здесь ψ практически зависит от детерминированных величин, но его предельное значение ψ_k — случайная величина, определяемая вероятностными характеристиками (см., например, [Л. 1]).

Как сама небольшая величина ψ_k , так и ее вероятностный характер серьезно ограничивают возможности привода, использующего сцепления «колесо—рельс», «колесо—шоссе» и т. д. Для количественной оценки этих ограничений определим коэффициент полезной нагрузки $k_{\text{н}} = m_{\text{п}}/m_{\text{л}}$. На участке с углом подъема $\alpha = 0,01$ (уклон 10%), при малой скорости движения с приведенным коэффициентом трения $f' \approx 0,002$

$$k_{\text{н}} = \frac{\psi_{k1}}{f' + \alpha} \approx \frac{0,25}{0,002 + 0,01} \approx 20. \quad (9)$$

Важно обратить внимание на накладываемое данным значением ψ_k физическое ограничение угла α , при котором вообще возможно движение: при $k_{\text{н}} = 1$ получаем $\alpha = \psi_{k1} - f'$, т. е. в нашем случае ($\alpha < 0,248$ рад $\approx 14,25^\circ$) никакой локомотив при принятом реальном $\psi_{k1} = 0,25$ не сможет двигать самого себя на подъеме в $14-15^\circ$ при любом сцепном весе и любой мощности двигателей. Этот физический предел может показаться нереальным для специалистов в области магистрального железнодорожного транспорта, где в настоящее время эксплуатируются на порядок менее крутые подъемы, но для промышленного и особенно карьерного транспорта — это насущная задача ближайшего будущего.

Для магистрального железнодорожного транспорта анализируемое ограничение «по сцеплению» на расчетных подъемах (по транспортной терминологии на «руководящих подъемах») существенно

снижает на ряде участков $k_{\text{н}}$ или расчетную норму поезда. Существенное ограничение допустимых подъемов при строительстве новых железных дорог весьма повышает их стоимость, особенно при прохождении сложного рельефа. Учет этих обстоятельств и привел автора совместно с группой работников МПС и МИИТ (А. Т. Головатым, Б. Д. Никифоровым, В. Е. Доценко, Б. А. Метелкиным и А. М. Григоровичем) к предложению об использовании линейных двигателей на железнодорожном транспорте в качестве приводов для создания «усилителей тяги» на подъемах.

Значение $k_{\text{н}}$, допустимое для обеспечения заданного ускорения a на горизонтальном участке при небольшой скорости, равно:

$$k_{\text{н2}} = \frac{\psi_k}{f' + \frac{a}{g}} \approx \frac{0,25}{0,002 + \frac{a}{g}}. \quad (10)$$

Чтобы получить минимальный путь разгона, следует добиваться наибольшего ускорения a , допустимого из соображений прочности, безопасности или комфорта (в случае пассажирского поезда). Легко показать, что, как и в случае с предельным подъемом, существует физическое ограничение и для ускорения. Ни один локомотив, какие бы сцепной вес и мощность двигателей он не имел, не может превысить ускорения

$$a/g \leq \psi_k - f',$$

что непосредственно следует из (10) при $k_{\text{н}} = 1$ (поезд состоит из одного локомотива). Для принятых данных

$$a/g \leq 0,25 - 0,002 = 0,248; a \leq 2,43 \text{ м/с}^2.$$

Если для определения нагрузки привода расчетный случай ($\alpha = 10\%$; составляющая аэродинамического сопротивления $f_v = 0$; $f' = 0,002$; $a = 0$; $\psi_k = 0,25$ и соответственно $k_{\text{н}} \approx 20$) вполне реален для современного железнодорожного транспорта, то при разгоне на горизонтальном участке с небольшой скоростью предельное значение ускорения для принятых данных будет следующим:

$$\frac{a}{g} \leq \frac{\psi_k}{k_{\text{н2}}} f'; \quad \frac{a}{g} = \frac{0,25}{20} - 0,002 = 0,0105;$$

$$a_{\text{пред}} \approx 0,1 \text{ м/с}^2.$$

Это означает, что для разгона до $v = 30$ м/с (108 км/ч) потребуются время $t = 300$ с и участок разгона длиной $L = 4500$ м (фактически t и L будут намного большими, ибо с ростом скорости будет возрастать f_v и снижаться ψ_k). Такое ограничение также снижает эффективность транспортной операции и пропускную способность железных дорог. Если ускорение будет, например, в 3 раза выше ($a/g = 0,03$), то при $f_v = 0$ и $\alpha = 0$ для принятых величин ψ_k и f' получим $k_{\text{н2}} = 7,8$, т. е. в 2,5—3 раза меньшие нагрузки на тот же локомотив, чем при $k_{\text{н}} = 20$, что снижает эффективность работы транспорта, хотя при этом $t_{\text{раз}} \geq 100$ с и $L = 1500$ м.

Возможность создания больших ускорений линейного электропривода (в том числе $a/g > 1$), обес-

печение быстрого разгона на малом участке движения при любых подъемах (вплоть до вертикали) — принципиальные преимущества линейного электропривода. Эти преимущества проявляются и при работе в режиме торможения, что резко повышает безопасность движения.

Для определения k_n в общем случае движения со скоростью v , углом наклона α и ускорением a запишем:

$$k_v = \frac{\psi_k(v)}{f' + f(v) + \alpha + a/g} \approx \frac{30}{(100 + 3,6v)[f(v) + a/g + \alpha]} \quad (11)$$

Здесь для приближенной оценки принята одна из наиболее простых формул [Л. 2]:

$$\psi_k(v) = \frac{30}{100 + 3,6v}; \quad (12)$$

значением f' пренебрегается.

Используя нормативную формулу [Л. 2]

$$f(v) = 3,6 \cdot 10^{-5} v (1,2 + 0,108v), \quad (13)$$

получаем кубическое уравнение относительно скорости:

$$v^3 + 39,5v^2 + 257 \cdot 10^3 (1,2 \cdot 10^{-3} + a/g + \alpha)v + 71,5 \cdot 10^5 \left(a/g + \alpha - \frac{0,3}{k_n} \right) = 0. \quad (14)$$

Решения этого уравнения (единственных действительных корней) для различных значений параметров a и k_n при $\alpha=0$ приведены ниже:

k_n	1	1	1	5	5	10
a	0	1	2	0	0,1*	0
v , км/ч	425	165	50	230	45	170

Как видим, при $k_n=1$ и $a=0$ предельная скорость довольно велика. Возможно, здесь сказалось допущение о применимости выражений (12) и (13) для высоких скоростей; при сколько-нибудь заметной нагрузке мы, и применяя эту формулу, получаем даже при $a=0$ и $\alpha=0$ скорость $v \leq 230$ км/ч. Таким образом, создание высокоскоростного транспорта (до 500) км/ч невозможно на базе сцепления «колесо—рельс». При увеличении полезной нагрузки физически реализуемая предельная скорость резко падает. Так, если при $k_n=5$ и $a=0$ скорость $v=230$ км/ч, то при $k_n=10$ предельное значение установившейся скорости на горизонтальном пути составит лишь 170 км/ч.

Высокоскоростной наземный транспорт, возможно, должен «опираться» на рельсы, но двигаться по ним он может только с линейным тяговым электроприводом. Анализируя применение линейного двигателя в тех пределах углов, скоростей, ускорений, в которых электропривод со сцеплением «колесо—рельс» нормально работает, необходимо учитывать сильный износ рельсов, наблюдающийся в настоящее время. Учет износа заставляет ограничить и сцепную массу, т. е. увеличение тяги за счет увеличения сцепной массы не может дать необходимого эффекта. Так, в [Л. 3] отмечается, что «увеличение

статической нагрузки на ось с 20,5 до 23 т (на 11%) может увеличить одиночный выход из строя рельсов по контактно-усталостным дефектам в 2 раза».

Существенным является также воздействие моментов инерции вращающихся элементов на динамические свойства транспортируемых тяговых приводов с вращающимися двигателями. В суммарную массу поступательно перемещающегося транспортного средства входит масса привода во всех видах систем с транспортируемыми двигателями — как с вращающимися, так и с линейными приводными, но в первом случае, когда в режиме разгона нужно еще раскрутить ротор двигателей и шестерни редукторов, к фактической суммарной массе m_d нужно добавить эквивалентную массу:

$$m_s = \sum_1^k \frac{I_i}{R^2} = \frac{1}{R^2} \sum_1^k I_i, \quad (15)$$

где k — число вращающихся элементов; I_i — полярный момент инерции, приведенный к колесу с радиусом R .

Для того чтобы при этом отделить эквивалентную массу, связанную с вращением колес (для оценки варианта линейного электропривода, использующего опору на рельсы, т. е. с вращающимися колесами) воспользуемся интересными опытными данными [Л. 4] по определению величины $\gamma = m_s/m$; эти данные сведены в таблицу.

Примем в первом приближении, что для создания равной силы тяги на крюке электровоза потребуются примерно одинаковые массы электроприводов с линейными и с вращающимися двигателями (как показывают расчеты, это равенство при учете массы редуктора вполне выполнимо). Тогда основная динамическая характеристика привода — реализуемое ускорение — у линейного привода электровоза, не использующего опоры на рельсы (с магнитной или воздушной подушкой) будет примерно на 18%, а у линейного привода, использующего опору на рельсы (с вращающимися колесами), примерно на 13% выше, чем ускорение привода электровоза с вращающимися двигателями.

Нас чаще интересуют динамические свойства самого привода — ускорение на единицу силы тяги, отнесенное к массе привода. Если при использова-

Тип подвижного состава	Значения коэффициентов инерции		
	γ_1 («как повозки»)	γ_2 («как машины» — с учетом вращающегося привода)	$\gamma = \gamma_2 - \gamma_1$
Двухосный грузовой вагон, груженный	0,042	—	—
Четырехосный грузовой вагон, груженный	0,028	—	—
Четырехосный пассажирский вагон	0,042	—	—
Электровоз ВЛ-22	0,054	0,188	0,134
Электровоз ВЛ-23	0,048	0,178	0,13

* Или $a=0$; $\alpha=0,01=10\%$.

нии приведенных выше данных учесть, что масса элементов привода составляет примерно 25% массы локомотива, то можно заключить, что динамические свойства самого линейного привода могут быть улучшены в 1,5 раза и более из-за отсутствия вращающихся элементов.

Весьма серьезным фактором снижения эксплуатационной надежности современных тяговых электродвигателей является попадание в зазор пыли и мелких твердых частиц, засорение ими системы вентиляции; создание же полностью герметичных вращающихся двигателей большой мощности затруднительно.

Линейный двигатель легко может быть выполнен полностью герметичным. Герметичность конструкции, большие зазоры между перемещающимися частями машины стимулируют поиски применения в линейных машинах форсированных способов охлаждения; ведутся работы по применению криогенной техники в системах линейных электродвигателей (особенно при использовании их совместно с магнитной подвеской). Выше рассмотрены преимущества линейного электропривода, однако при его использовании возникает ряд трудностей и проблем. Рассмотрим их.

Экономические проблемы (в связи с появлением новой части привода — «путевой структуры»). Для распространенных линейных асинхронных двигателей «путевая структура» — это либо укрепление между рельсами или иными опорными полосами продольная алюминиевая шина высотой около 0,5 м и толщиной 20 мм (для так называемого двустороннего асинхронного линейного двигателя), либо «сэндвич» — биметаллическая шина из токопроводной и ферромагнитной прокладок (для того же двигателя), либо (реже) чисто ферромагнитная шина, либо «сэндвич» или ферромагнитная полоса большой ширины, размещаемые вдоль направления движения (для одностороннего линейного асинхронного двигателя).

Стоимость специальной шины и ее установки вполне соизмерима со стоимостью обычной железнодорожной колеи. Если же «путевую структуру» выполнять из высококоэрцитивных магнитных сплавов или ферромагнитных полюсов с обмоткой и системой электропитания, как это намечается в отдельных проектах электроприводов с линейными асинхронными или синхронными двигателями или двигателями постоянного тока, то стоимость ее весьма существенно возрастает. При очень большой протяженности «путевой структуры» следует отдать предпочтение наиболее дешевой ее модификации, позволяющей обеспечить необходимые технические характеристики.

Проблема начальных капиталовложений. Наиболее распространенный сейчас вариант линейного двигателя — двусторонний — использует в качестве «путевой структуры» уже упоминавшуюся вертикальную шину. Но установка даже метра такой шины на уже существующих железнодорожном пути или шоссе приведет к тому, что передвигаться по ним смогут только специальные экипажи. Применение одного и того же пути для прохождения как обычных, так и специальных экипажей исключено; необходимо создание новой железнодорожной

сети с огромными, вряд ли реальными сегодня, капиталовложениями.

Реалистичный подход к внедрению линейного электропривода требует, по-видимому, технических решений, позволяющих использовать, с частичной реконструкцией, существующую сеть железных дорог (автодорог), вводить в действие транспортные устройства с линейным электроприводом по участкам, сохраняя обычную транспортную систему, действующую на том же пути.

Проблема механического воздействия на путь. Если при использовании одностороннего линейного двигателя удастся удовлетворить сформулированное в предыдущем пункте требование о возможности использования одного и того же пути и для обычного подвижного состава, то возникает проблема существенного повышения притяжения транспортного средства к путевой структуре («первичной части» линейного двигателя к его «вторичной части»). Дополнительное давление на рельсы при этом в несколько раз превышает тяговое усилие.

В уже реализованных проектах минимальное отношение силы притяжения $F_{пр}$ к силе тяги F_T составляет примерно $k_T=1,8-2$ (обычно $k_T=3-4$). Это означает, что если у современного восьмиосного локомотива создать линейную тягу, например 50 т, то дополнительное давление на каждую колесную пару составит примерно 15—20 т, что вместе с давлением от массы самого локомотива существенно превысит допустимое давление на «путевую структуру» (35—45 т на колесную пару вместо предельно допустимых 25—30 т).

Возможны, однако, случаи, когда притяжение оказывается в известных пределах полезным. Примером может служить электропривод комбинированного типа для уже упоминавшегося усилителя тяги, когда для восьмиосного электровоза требуется примерно 12 т дополнительной тяги (1,5 т на ось). В этом случае при $k_T \approx 2$ и $k_{уд} = m_{л}/F_T \approx 1$ на каждой колесной паре появляется дополнительное давление $P' = 4,5$ т. Если при этом учесть, что все оборудование электровоза создает давление на рельсы, равное 23 т на колесную пару, то суммарное давление достигает примерно 27—27,5 т, что еще можно считать допустимым; такое увеличение окажется полезным для некоторого (в $27,5/23 = 1,2$ раза) увеличения предельной тяги, создаваемой обычными двигателями электровоза. Таким образом, при создании электропривода с односторонним линейным электродвигателем необходимо иметь возможность управлять отношением силы притяжения тяги, снижать это отношение до допустимых значений.

Проблема воздушного зазора. Для линейных электродвигателей, особенно предназначенных для применения на транспорте, характерны большие зазоры между подвижной и неподвижной частями. Для односторонних линейных двигателей этот зазор должен превышать величину допустимого клиренса экипажа, предусматривать возможность прохождения над сооружениями, располагаемыми на пути (например, стрелочными переводами — при расположении вторичной части двигателя «путевой структуры» между рельсами на уровне их головок; при вторичной ча-

сти типа «сэндвич» зазор между ферромагнитными участками магнитной цепи, кроме этого, включает еще толщину Δ неферромагнитной электропроводной полосы). Обычно зазор у односторонней конструкции для транспортных линейных двигателей должен быть примерно 30—80 мм. Для двусторонних линейных двигателей с немагнитной шиной толщиной Δ общий зазор между двумя первичными ферромагнитными частями

$$\delta = 2\delta_1 + \Delta + f(l, r, v_{\text{пред}}),$$

где δ_1 — минимально допустимый конструктивный воздушный зазор между первичной и вторичной частями (обычно $\delta_1 > 5$ мм), толщина электропроводной шины Δ принимается обычно 20 мм; при выборе зазора необходимо также учитывать длину машины l , расчетный радиус кривизны пути r и запас при больших предельных скоростях $v_{\text{пред}}$. Так, при $l = 3$ м и $r \approx \pm 300$ м зазор с каждой стороны должен быть увеличен на 3—4 мм, а при больших скоростях — еще примерно в 1,5 раза; таким образом, уточненное значение δ_1 составит примерно 15 мм, а общий зазор δ будет около 50 мм. Напомним, что самые большие зазоры у вращающихся синхронных и некоторых машин постоянного тока в несколько раз меньше, а у вращающихся асинхронных машин в 50—100 раз меньше.

Трудности еще более возрастают, а техника стабилизации положения индуктора относительно шины еще более усложняется при применении новых видов опоры экипажей (воздушная подушка, магнитное подвешивание), что приводит к необходимости выбирать достаточно большие зазоры в магнитной системе индуктора, когда речь идет о тяговых линейных двигателях для реальных скоростных экипажей. Большие значения δ (точнее, большие отношения зазора к полюсному делению) существенно увеличивают потери холостого хода, уменьшают использование машины, заметно снижают ее к. п. д., особенно при асинхронном исполнении линейного двигателя, когда снижается $\cos \phi$. Это уже фундаментальные недостатки линейных электрических машин.

Влияние краевых эффектов разбиралось многократно, в частности, в [Л. 5 и 6], поэтому ограничимся лишь относительно новыми экспериментальными данными [Л. 7], подтверждающими известное замечание о том, что для линейных асинхронных машин «последствия краевого эффекта оказались основным затруднением на пути практического применения таких машин в электрооборудовании железных дорог». В [Л. 5] отмечается исключительное значение этого замечания, а краевой эффект называется «органическим пороком, приобретенным асинхронной машиной при разрыве ее статора в плоскость».

Как показали эксперименты [Л. 7], реальная сила тяги под воздействием в основном краевых эффектов на устойчивой части расчетной механической характеристики при скоростях около 50 м/с в 2—3 раза, а при скоростях 100—150 м/с в 3—4 раза меньше, чем соответствующее значение силы тяги, рассчитанное без учета краевого эффекта. Сколько-нибудь приемлемые усилия возникают

лишь при скольжениях примерно 0,25—0,35, что затрудняет получение к. п. д. скоростного электропривода, превышающего 0,6.

Безредукторность линейного электропривода. Отсутствие редуктора, с одной стороны, — достоинство привода, если иметь в виду его надежность, металлоемкость и ряд других характеристик. С другой стороны, безредукторность приводит к однозначности в соотношении скорости движения транспортного средства и скорости взаимного перемещения подвижной и неподвижной частей машины.

У линейных машин отсутствуют дополнительные «степени свободы» для выбора оптимальных соотношений, то же относится и к частоте перемагничивания в спинке машины (и соответственно к частоте питания в случае, например, асинхронной машины). Для линейной машины уменьшена в сравнении с обычной зона свободного выбора числа пар полюсов, что вместе с жестко определенной скоростью движения приводит к вынужденным значениям этой частоты. Так, при $2\tau = 1$ м

$$f = \frac{v}{2\tau}, \text{ Гц.}$$

и при движении в пределах скоростей 10—360 км/ч частота должна меняться примерно от 3 до 100 Гц. Асинхронная машина при этом (особенно для достижения нужных характеристик пуска и регулирования) также требует применения преобразователя частоты с широкими пределами регулирования. Весьма существенным является также снижение к. п. д. и коэффициента использования массы машины при малых скоростях перемещения «ротора» относительно статора.

Трудности пуска и регулирования. Однозначная связь между скоростями ротора $v_{\text{рот}}$ и экипажа v не позволяет также использовать возможности редуктора (особенно редуктора с переменным $i_{\text{ред}}$) для пуска и регулирования, как это широко применяется, например, в приводе автомобилей. Использование в качестве вторичной части электропроводной шины затрудняет пуск путем воздействия на r'_2 , особенно если не исключена ситуация, при которой окажется необходимым осуществить пуск в любой точке пути.

Асинхронный линейный электропривод, эффективно управляемый по методу минимума тока, содержит тиристорный преобразователь частоты, создающий при пуске требуемое значение максимального скольжения $s_m \approx r'_2/x'_k \geq 1$ за счет уменьшения $x_k = 2\pi f a k$ при малом пусковом значении f и минимальное значение скольжения (0,05—0,1) за счет соответствующего увеличения f в рабочих режимах при автоматическом поддержании режима минимального тока. Такие методы, эффективные и для обычных приводов, просто необходимы для линейного электродвигателя при шине с неуправляемым r'_2 .

Создание рациональных типов преобразователей для линейных электроприводов также является важной, еще полностью не решенной проблемой, поэтому наряду с разработкой весьма перспективных тиристорных преобразователей не следует

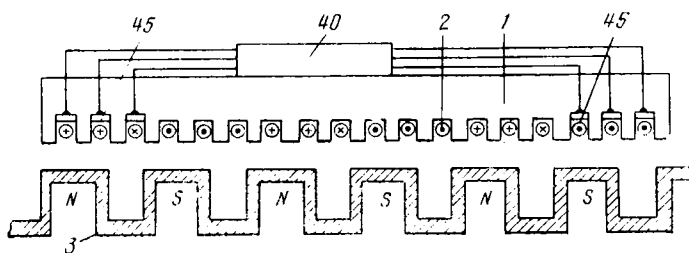


Рис. 1.

отказываться от преобразователей электромеханических и даже электроконтактных типа так называемого «линейного коллектора», успешно применяемого, например, в [Л. 8—10 и др.].

В заключение приведем данные линейной машины, удовлетворяющей некоторым требованиям, перечисленным выше: бестоковая относительно недорогая вторичная часть, укладываемая на путевую решетку или прикрепляемая к рельсам.

На рис. 1 схематически показан продольный разрез двигателя, на рис. 2 — схема обмотки.

Линейный электрический двигатель состоит из расположенного на движущейся тележке якоря 1 с обмоткой 2 и магнитопровода 3. Магнитопровод выполнен в виде поперечных ферромагнитных брусков, соединенных между собой продольными ферромагнитными перемычками. Секции обмотки уложены в пазы 4—21 якоря. Обмотка 2 выполнена из нескольких (в данном варианте трех) одинаковых частей, начала и концы которых подключены к переключающим элементам, например, тиристорам 22—39 коммутатора 40. Одна третья часть переключающих элементов (например, аноды тиристоров 23, 26, 29, 32, 35, 38) подключена к одному полюсу 41 источника питания якоря, катоды этих тиристоров подключены соответственно к началам и концам частей обмотки, секции которых уложены в пазы 4, 5, 6, 19, 20, 21. Другая третья часть переключающих элементов (например, аноды тиристоров 24, 27, 30, 33, 36, 39) подключена к одному полюсу 42 источника питания цепи возбуждения, катоды этих тиристоров подключены соответственно к началам и концам частей обмотки. Другие полюсы источников питания якоря и цепи возбуждения объединены между собой и выведены на общую шину 43, к которой катодами подключена оставшаяся часть тиристоров 22, 25, 28, 31, 34, 37, аноды тиристоров подключены соответственно к тем же началам и концам частей обмотки, к которым подключены и предыдущие переключающие элементы.

Полюсы источников питания якоря и цепи возбуждения могут быть и не объединены, тогда необходимы дополнительные переключающие элементы (на рис. 2 показан один из них — элемент 44).

Датчики положения 45 расположены в пазах 4, 5, 6, 19, 20, 21 или над соответствующими зубцами.

Обмотка 2 является открытой волновой. В варианте исполнения на рис. 2 в трех крайних пазах лежит w проводников, а в средних $(2w-1)$ проводников, что благоприятно сказывается на снижении отрицательного влияния так называемого «краевого эффекта». Обмотка может быть выполнена барабанной, кольцевой или смешанной. В данном варианте размеры якоря таковы, что над полюсами магнитопровода расположено по два паза, а между полюсами по одному пазу, т. е. функцию обмотки возбуждения выполняет третья часть обмотки якоря 2.

Двигатель работает следующим образом. Пусть в первый момент времени над полюсами магнитопровода находятся пазы 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 19 и 20, а между полюсами — пазы 6, 9, 12, 15, 18, 21. При получении сигналов с датчиков положения определенные секции подключаются к источнику возбуждения, а остальные — к источнику питания якоря. В момент, соответствующий изображенному на схеме положению, включают тиристоры 30 и 37 так, чтобы ток возбуждения проходил по той части обмотки, секции которой лежат в пазах 6, 9, 12, 15, 18, 21. Таким образом, создается полярность магнитопровода, показанная на рис. 2. Одновременно включаются тиристоры 23, 26, 31, 34. По частям обмотки, секции которых лежат в пазах над полюсами магнитопровода, течет ток якоря. При взаимодействии тока якоря с потоком возбуждения создается тяговое усилие, заставляющее тележку двигаться в одном направлении.

Пусть в следующий момент времени над полюсами находятся пары 5, 6, 8, 9, 11, 12, 14, 15, 17, 18, 20, 21, а между полюсами — пазы 4, 7, 10, 13, 16, 19, тогда тиристоры 33 и 22 включаются так, чтобы полярность полюсов магнитопровода сохра-

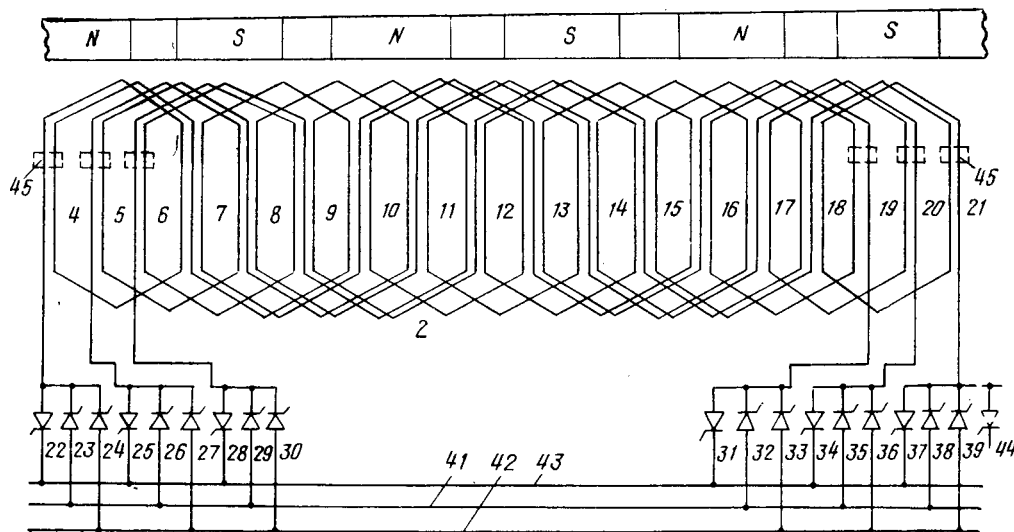


Рис. 2.

нилась такой, какая она была в первый момент времени. Включаются тиристоры 26, 29, 34, 37; по частям обмотки, секции которых лежат в пазах над полюсами, течет ток якоря. Движение тележки относительно неподвижного магнитопровода будет происходить в том же направлении.

В данном варианте при движении в одном направлении может быть шесть различных положений якоря относительно магнитопровода. При этом в каждый следующий момент схема управления работает таким образом, чтобы сохранить полярность полюсов магнитопровода и направление движения, т. е. чтобы в секциях, расположенных, например, над северным полюсом якорный ток шел «от нас» и в секциях, расположенных между полюсами от северного полюса, «от нас» шел ток возбуждения.

Двигатель может питаться как постоянным, так и переменным током. Испытания натурного образца двигателя показали, что он в состоянии создавать при больших зазорах удельные усилия не меньшие, чем создает асинхронный линейный двигатель при зазорах, существенно меньших.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исаев И. П. Случайные факторы и коэффициент сцепления. М.: Транспорт, 1970.
2. Правила тяговых расчетов для поездной работы. М.: Транспорт, 1969.
3. Цуканов П. П., Мелентьев Л. П. Улучшение использования железнодорожных рельсов. — Труды ВНИИЖТ, 1967, вып. 334.
4. Астахов П. Н. и др. Справочник по тяговым расчетам. М.: Транспорт, 1973.
5. Штурман Г. И. Индукционные машины с разомкнутым магнитопроводом. — Электричество, 1946, № 10.
6. Штурман Г. И., Аронов Р. Л. «Краевой эффект» в индукционных машинах с разомкнутым магнитопроводом. — Электричество, 1947, № 2.
7. Coho O. C., Klimans G. B., Robinson J. I. Experimental evolution of a high speed double sided linear induction motor. — IEEE Trans. Power Appar. and Syst., 1975, vol. 94, № 1.
8. Мацуи И. и др. Роликовый коммутатор для линейного двигателя постоянного тока. Японский патент кл. 55A 423 № 48-29243, 1973.
9. Мацуи И. и др. Линейный двигатель постоянного тока с направляющим рельсом. Японский патент кл. 55A 423 № 48-6724, 1973.
10. Оно, Ивамото, Ямада. Характеристики систем магнитного подвешивания и тяги с использованием сверхпроводящих магнитов для высокоскоростных поездов. — В кн.: Наземный транспорт 80-х годов. М.: Мир, 1974.

[26.5.1978]



УДК 621.313.322.018.782.3.001.24

Уравнения длительных нестационарных режимов синхронного генератора

Канд. физ.-мат. наук ВЕТЮКОВ М. М., доктор физ.-мат. наук ХОДЖАЕВ К. Ш.

Ленинград

В статье описывается преобразование уравнений Парка—Горева к виду, когда часть уравнений содержит в качестве множителя перед производными параметр, характеризующий рассеяние магнитных потоков. В большинстве практических случаев этот параметр является малой величиной, что соответствует малости потоков рассеяния по сравнению с основными потоками. Это позволяет при анализе полученных уравнений использовать асимптотический метод разделения быстрых и медленных переменных, разработанный в [Л. 1]. В результате для быстрых переменных получаются выражения, соответствующие расчету кратковременных переходных процессов при постоянных значениях угловой скорости и некоторых магнитных потоков. Подобный подход достаточно распространен в теории электрических машин. Однако для медленных переменных получают новые уравнения, которые существенно проще исходных уравнений Парка—Горева. Эти уравнения могут быть использованы при расчете медленных переходных процессов синхронного автономного генератора. В качестве примера рассмотрена динамика синхронного генератора, работающего за счет кинетической энергии предварительно раскрученного массивного махови-

ка, жестко связанного с ротором. Эта задача сведена к одному уравнению первого порядка (так называемому уравнению Абеля).

Уравнения неявнополюсного синхронного генератора, содержащие параметр, характеризующий рассеяние. Рассмотрим уравнения Парка—Горева для неявнополюсного синхронного генератора, работающего на собственную активную симметричную нагрузку. Предполагая, что на роторе имеются две демпферные обмотки с осями, направленными вдоль осей d и q , будем иметь:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} (Li_d + M_{df}i_f + M_{dt}i_t) - \omega (Li_q + M_{qk}i_k) + Ri_d &= 0; \\ \frac{d}{dt} (L_fi_f + M_{df}i_d + M_{ft}i_t) + R_fi_f &= e_f; \\ \frac{d}{dt} (L_t i_t + M_{dt}i_d + M_{ft}i_f) + R_t i_t &= 0; \\ \frac{d}{dt} (Li_q + M_{qk}i_k) + \omega (Li_d + M_{df}i_f + M_{dt}i_t) + Ri_q &= 0; \\ \frac{d}{dt} (L_k i_k + M_{qk}i_q) + R_k i_k &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Здесь индекс «*f*» относится к обмотке возбуждения, индексы «*t*» и «*k*» — к демпферным обмоткам; ω — угловая скорость ротора; R — сопротивление нагрузки; R_f, R_t, R_k, e_f равны активным сопротивлениям соответствующих цепей и напряжению возбуждения, умноженным на две трети.

Преобразуем уравнения (1) к специальной форме так, чтобы они содержали параметр, характеризующий рассеяние магнитных потоков. Составим сначала соотношения, связывающие индуктивности L, M_{df} и т. д. в случае, когда эти индуктивности вычисляются без учета рассеяния. Рассмотрим невращающуюся машину. Она может быть представлена как совокупность двух несвязанных трансформаторов: один из них содержит три обмотки d, f и t , а другой две — q и k . Отсутствие рассеяния означает, что все обмотки первого трансформатора пронизываются одним и тем же потоком; то же можно сказать и о втором трансформаторе. При этом потокосцепления обмоток d, f и t пропорциональны пронизывающему их общему потоку с коэффициентами пропорциональности, равными условным числам витков. Следовательно, отношение потокосцеплений обмоток d и f , равное

$$\frac{Li_d + M_{df}i_f + M_{dt}i_t}{M_{df}i_d + L_fi_f + M_{ft}i_t},$$

есть величина постоянная при любых значениях токов. Последнее возможно только при условии

$$\frac{L}{M_{df}} = \frac{M_{df}}{L_f} = \frac{M_{dt}}{M_{ft}}. \quad (2)$$

Аналогично, рассматривая отношение потокосцеплений обмоток d и t , приходим к условию

$$\frac{L}{M_{dt}} = \frac{M_{dt}}{L_t} = \frac{M_{df}}{M_{ft}}. \quad (3)$$

Из отношения потокосцеплений обмоток f и t получаются соотношения, являющиеся следствием (2) и (3):

$$\frac{L_f}{M_{ft}} = \frac{M_{ft}}{L_t} = \frac{M_{df}}{M_{dt}}. \quad (4)$$

Для обмоток q и k

$$\frac{L}{M_{qk}} = \frac{M_{qk}}{L_k}. \quad (5)$$

Среди равенств (2) — (5) имеется всего четыре независимых, которые могут быть взяты в виде:

$$\begin{aligned} LL_f - M_{df}^2 &= 0; & LL_t - M_{dt}^2 &= 0; \\ LM_{ft} - M_{df}M_{dt} &= 0; & LL_k - M_{qk}^2 &= 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Для случая, когда индуктивности обмоток вычисляются с учетом рассеяния, определим σ_{df}, σ_{dt} и т. д. с помощью соотношений:

$$\left. \begin{aligned} LL_f - M_{df}^2 &= \epsilon \sigma_{df} M_{df}^2; & LL_t - M_{dt}^2 &= \epsilon \sigma_{dt} M_{dt}^2; \\ LM_{ft} - M_{df}M_{dt} &= \epsilon \sigma_{ft} M_{df}M_{dt}; & LL_k - M_{qk}^2 &= \\ &= \epsilon \sigma_{qk} M_{qk}^2. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Безразмерный множитель $\epsilon > 0$, выбираемый, вообще говоря, произвольно, считается далее вели-

чиной того же порядка, что и наибольшее из отношений:

$$\frac{LL_f - M_{df}^2}{M_{df}^2}, \quad \frac{|LM_{ft} - M_{df}M_{dt}|}{|M_{df}M_{dt}|} \text{ и т. д.}$$

Можно, например, взять величину ϵ равной этому наибольшему отношению. Из (6) и (7) следует, что ϵ количественно характеризует «уровень рассеяния» в машине.

В теории электрических машин для характеристики рассеяния вводятся коэффициенты вида

$$S = 1 - \frac{M_{df}^2}{LL_f}.$$

Величины $\epsilon \sigma_{df}$ и т. д. могут быть выражены через эти коэффициенты рассеяния.

Введем вместо токов i_d, i_f и т. д. новые искомые переменные:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_d &= Li_d + M_{df}i_f + M_{dt}i_t; \\ \Psi_{df} &= \sigma_{df}M_{df}i_f + \sigma_{ft}M_{dt}i_t; \\ \Psi_{dt} &= \sigma_{ft}M_{df}i_f + \sigma_{dt}M_{dt}i_t; \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\left. \begin{aligned} \Psi_q &= Li_q + M_{qk}i_k; \\ \Psi_{qk} &= \sigma_{qk}M_{qk}i_k. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Для невращающейся машины Ψ_d и Ψ_q равны соответственно потокосцеплениям обмоток d и q .

Токи выражаются через новые переменные соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= G_d\Psi_d + G_{df}\Psi_{df} + G_{dt}\Psi_{dt}; \\ i_q &= G_q\Psi_q + G_{qk}\Psi_{qk}; \\ i_f &= G_{ff}\Psi_{df} + G_{ft}\Psi_{dt}; & i_k &= G_{kk}\Psi_{qk}; \\ i_t &= G_{tf}\Psi_{df} + G_{tt}\Psi_{dt}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} G_d &= G_q = \frac{1}{L}; & G_{ff} &= \frac{\sigma_{df}}{M_{df}\Delta}; & G_{tt} &= \frac{\sigma_{dt}}{M_{dt}\Delta}; \\ & & G_{ft} &= \frac{-\sigma_{ft}}{M_{df}\Delta}; \\ G_{tf} &= \frac{-\sigma_{ft}}{M_{dt}\Delta}; & G_{df} &= \frac{\sigma_{ft} - \sigma_{dt}}{L\Delta}; & G_{dt} &= \frac{\sigma_{ft} - \sigma_{df}}{L\Delta}; \\ G_{kk} &= \frac{1}{\sigma_{qk}M_{qk}}; & G_{qk} &= \frac{-1}{L\sigma_{qk}}; & \Delta &= \sigma_{df}\sigma_{dt} - \sigma_{ft}^2. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Матрица коэффициентов индукции L, M_{df}, \dots, M_{qk} положительно определенная. Отсюда следует, что величины $\sigma_{df}, \sigma_{dt}, \sigma_{qk} > 0$; по той же причине определитель

$$\begin{vmatrix} L & M_{df} & M_{dt} \\ M_{df} & L_f & M_{ft} \\ M_{dt} & M_{ft} & L_t \end{vmatrix} > 0. \quad (12)$$

С помощью (7) величину Δ в (11) можно выразить через коэффициенты индукции, тогда получим, что эта величина равна определителю (12), умноженному на $L/(\epsilon M_{df}M_{dt})^2$. Следовательно, $\Delta > 0$, и обратные соотношения (10) всегда существуют.

Составим уравнения относительно новых переменных. Для этого умножим второе уравнение в (1) на отношение L/M_{df} и вычтем из него первое. Умножим также третье уравнение на отношение L/M_{dt} и вычтем первое. Получим два уравнения, в которых под знаком производной будут стоять величины $\varepsilon \Psi_{df}$, $\varepsilon \Psi_{dt}$. Умножим далее последнее уравнение (1) на отношение L/M_{qh} и вычтем из полученного результата четвертое; получим уравнение, содержащее $\varepsilon d\Psi_{qh}/dt$. Присоединим к полученным трем уравнениям первое и четвертое уравнения (1). Получим:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon \frac{d\Psi_{df}}{dt} + \omega \Psi_q + R_f \frac{L}{M_{df}} i_f - Ri_d &= e_f \frac{L}{M_{df}}; \\ \varepsilon \frac{d\Psi_{dt}}{dt} + \omega \Psi_q + R_t \frac{L}{M_{dt}} i_t - Ri_d &= 0; \\ \varepsilon \frac{d\Psi_{qh}}{dt} - \omega \Psi_d + R_k \frac{L}{M_{qh}} i_k - Ri_q &= 0; \\ \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q + Ri_d &= 0; \\ \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d + Ri_q &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Заменим теперь в (13) токи через новые переменные согласно (10). В результате придем к искомым уравнениям:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon \frac{d\Psi_{df}}{dt} + \omega \Psi_q + \omega_{fd} \Psi_d + \omega_{ff} \Psi_{df} + \omega_{ft} \Psi_{dt} &= e_f \frac{L}{M_{df}}; \\ \varepsilon \frac{d\Psi_{dt}}{dt} + \omega \Psi_q + \omega_{td} \Psi_d + \omega_{tf} \Psi_{df} + \omega_{tt} \Psi_{dt} &= 0; \\ \varepsilon \frac{d\Psi_{qh}}{dt} - \omega \Psi_d + \omega_{kq} \Psi_q + \omega_{kk} \Psi_{qh} &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q + \omega_{dd} \Psi_d + \omega_{df} \Psi_{df} + \omega_{dt} \Psi_{dt} &= 0; \\ \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d + \omega_{qq} \Psi_q + \omega_{qk} \Psi_{qh} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} \omega_{dd} = \omega_{qq} = -\omega_{fd} = -\omega_{td} = -\omega_{kq} &= RG_d; \\ \omega_{df} &= RG_{df}; \\ \omega_{ft} = R_f \frac{L}{M_{df}} G_{ft} - RG_{dt}; \quad \omega_{ff} = R_f \frac{L}{M_{df}} G_{ff} - RG_{df}; \\ \omega_{dt} &= RG_{dt}; \quad \omega_{kk} = R_k \frac{L}{M_{qh}} G_{kk} - RG_{qh}; \quad \omega_{qk} = RG_{qh}; \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

ω_{tf} и ω_{tt} получаются соответственно из ω_{ft} и ω_{ff} заменой индекса «f» на «t», а «t» — на «f».

К уравнениям (14) и (15) следует присоединить еще уравнение вращения ротора, получающееся после замены в выражении для механического мо-

мента $3/2 (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$ токов i_d , i_q согласно (10):

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} [\Psi_d (G_q \Psi_q + G_{qk} \Psi_{qh}) - \Psi_q (G_d \Psi_d + G_{df} \Psi_{df} + G_{dt} \Psi_{dt})] + M_m. \quad (17)$$

Здесь M_m — внешний механический момент, приложенный к валу генератора; J — момент инерции вращающихся частей. Уравнения (14) — (17) образуют замкнутую систему шести уравнений относительно шести неизвестных Ψ_d , ..., Ψ_{qh} , ω .

Асимптотическое разделение переменных в случае малого рассеяния. Уравнения медленных переходных процессов автономного генератора. Рассмотрим наиболее часто встречающийся случай, когда рассеяние мало. При этом параметр ε будет малой величиной $\varepsilon \ll 1$, что позволяет использовать для анализа уравнений (14), (15) и (17) асимптотический метод разделения быстрых и медленных переменных, разработанный в [Л. 1].

В уравнениях (14), (15) и (17) переменные Ψ_{df} , Ψ_{dt} , Ψ_{qh} , входящие с малым параметром при производных, являются быстрыми, а переменные Ψ_d , Ψ_q , ω — медленными. Согласно [Л. 1] приближенные значения быстрых переменных (с точностью до слагаемых порядка ε , см. также далее) могут быть найдены из (14) в предположении, что медленные переменные являются постоянными параметрами. При этом уравнения (14) превращаются в систему линейных неоднородных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами; фактически система состоит из двух связанных уравнений относительно Ψ_{df} , Ψ_{dt} и одного независимого уравнения для Ψ_{qh} . Общее решение указанной системы имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{df} &= C_1 e^{\gamma_1 \frac{t}{\varepsilon}} + C_2 e^{\gamma_2 \frac{t}{\varepsilon}} + \frac{\omega_{fd}}{\Delta_{ft}} (\omega_{ft} - \omega_{tt}) \Psi_d + \\ &\quad + \frac{\omega}{\Delta_{ft}} (\omega_{tt} - \omega_{ft}) \Psi_q - \frac{\omega_{tt}}{\Delta_{ft}} \frac{L}{M_{df}} e_f; \\ \Psi_{dt} &= -C_1 \frac{\omega_{ff} + \gamma_1}{\omega_{ft}} e^{\gamma_1 \frac{t}{\varepsilon}} - C_2 \frac{\omega_{ff} + \gamma_2}{\omega_{ft}} e^{\gamma_2 \frac{t}{\varepsilon}} + \\ &\quad + \frac{\omega_{fd}}{\Delta_{ft}} (\omega_{tf} - \omega_{ff}) \Psi_d + \frac{\omega}{\Delta_{ft}} (\omega_{ff} - \omega_{tf}) \Psi_q + \\ &\quad + \frac{\omega_{tf}}{\Delta_{ft}} \frac{L}{M_{df}} e_f; \\ \Psi_{qh} &= C_3 e^{\gamma_3 \frac{t}{\varepsilon}} - \frac{\omega}{\omega_{kk}} \Psi_d - \frac{\omega_{kq}}{\omega_{kk}} \Psi_q. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Здесь $\Delta_{ft} = \omega_{ff} \omega_{tt} - \omega_{ft} \omega_{tf}$; C_1 , C_2 , C_3 — произвольные постоянные; $\gamma_3 = -\omega_{kk}$; γ_1 , γ_2 — корни квадратного уравнения

$$\gamma^2 + (\omega_{ff} + \omega_{tt}) \gamma + \Delta_{ft} = 0. \quad (19)$$

Выразив ω_{kk} через ранее введенные величины, получим:

$$\omega_{kk} = \frac{1}{\sigma_{qk}} \left(\frac{R_k L}{M_{qh}^2} + \frac{R}{L} \right) > 0.$$

Следовательно, $\gamma_3 < 0$. Покажем, что γ_1 и γ_2 также отрицательны. Из (11), (16) и (18) имеем:

$$\Delta_{ft} = \frac{1}{\Delta} \left[R_f R_t \frac{L^2}{M_{df}^2 M_{dt}^2} + \frac{R}{L} \left(R_t \frac{L}{M_{dt}^2} + R_f \frac{L}{M_{df}^2} \right) \right] > 0; \quad (20)$$

$$\omega_{ff} + \omega_{tt} = \frac{1}{\Delta} \left[R_f \frac{L}{M_{df}^2} \sigma_{dt} + R_t \frac{L}{M_{dt}^2} \sigma_{df} + \right. \\ \left. + \frac{R}{L} (\sigma_{df} + \sigma_{dt} - 2\sigma_{ft}) \right]. \quad (21)$$

Рассмотрим величину $\sigma_{df} + \sigma_{dt} - 2\sigma_{ft}$. Из положительной определенности матрицы индуктивностей следует, что $L_f L_t - M_{ft}^2 > 0$. Заменяя в левой части этого неравенства L_f , L_t и M_{ft} их выражениями через L , M_{df} , M_{dt} , из (7) и учитывая (11), получаем:

$$\sigma_{df} + \sigma_{dt} - 2\sigma_{ft} + \epsilon \Delta > 0. \quad (22)$$

Таким образом, величина $\sigma_{df} + \sigma_{dt} - 2\sigma_{ft}$ равна некоторой положительной величине за вычетом $\epsilon \Delta$. Следовательно, выражение в квадратных скобках (21) также равно положительной величине за вычетом величины порядка ϵ и при достаточно малом ϵ положительно. В результате оказывается, что коэффициенты уравнения (19) положительны. Отсюда согласно критерию Стодолы вытекает, что корни (19) имеют отрицательные вещественные части.

Рассмотрим дискриминант D уравнения (19):

$$D = [\Omega_f \sigma_{dt} + \Omega_t \sigma_{df} + \Omega_d (\sigma_{df} + \sigma_{dt} - 2\sigma_{ft})]^2 - \\ - 4\Delta [\Omega_f \Omega_t + \Omega_d (\Omega_f + \Omega_t)]. \quad (23)$$

В (23) обозначено:

$$\Omega_d = \frac{R}{L}; \quad \Omega_f = R_f \frac{L}{M_{df}^2}; \quad \Omega_t = R_t \frac{L}{M_{dt}^2}.$$

Выражение в правой части (23) является квадратичной формой переменных Ω_d , Ω_f , Ω_t . Исследуя ее с помощью критерия Сильвестра, видим, что эта форма неотрицательна, т. е. $D \geq 0$, следовательно, корни γ_1 и γ_2 отрицательны.

Приближенные (с точностью до величин порядка ϵ на конечном интервале времени) зависимости медленных переменных Ψ_d , Ψ_q , ω от времени определяются (согласно методу¹ В. М. Волосова) из трех дифференциальных уравнений, получающихся следующим образом. Обозначим в (18) $\theta = t/\epsilon$ и найдем средние значения:

$$\langle \Psi_{df} \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \Psi_{df}(\theta, \Psi_d, \Psi_q, \omega) d\theta; \quad \langle \Psi_{dt} \rangle \text{ и } \langle \Psi_{qk} \rangle.$$

В данном случае вычисление средних сводится просто к отбрасыванию в (18) членов с экспонентами. Внесем полученные средние, являющиеся функциями Ψ_d , Ψ_q , ω в (15), (17). Выразив затем ω_{da} и т. д. с помощью (16) и (11) через исходные индуктивности L , M_{df} и т. д. и сопротивления R ,

R_f и т. д., получим после алгебраических преобразований уравнения для медленных переменных:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi_d}{dt} - \frac{\omega L}{L'_d} \Psi_q + \frac{R}{L'_d} \Psi_d - \frac{RM_{df}}{L'_d} \frac{e_f}{R_f} &= 0; \\ \frac{d\Psi_q}{dt} + \frac{\omega L}{L'_q} \Psi_d + \frac{R}{L'_q} \Psi_q &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{3}{2} \frac{\Psi_d}{L'_q} \left(\Psi_q - \frac{\omega}{\omega_q} \Psi_d \right) - \frac{3}{2} \frac{\Psi_q}{L'_d} \left(\Psi_d + \frac{\omega}{\omega_d} \Psi_q - \right. \\ \left. - \frac{e_f}{R_f} M_{df} \right) + M_m. \quad (25)$$

Здесь

$$\frac{1}{\omega_d} = \frac{M_{df}^2}{LR_f} + \frac{M_{dt}^2}{LR_t}; \quad \frac{1}{\omega_q} = \frac{M_{qk}^2}{LR_k}; \quad L'_d = L + \frac{R}{\omega_d}; \\ L'_q = L + \frac{R}{\omega_q}.$$

Уравнения (24) и (25) описывают медленные переходные процессы генератора, длительность которых значительно превышает величины $\epsilon/|\gamma_i|$, характеризующие длительность кратковременных переходных процессов, обусловленных рассеянием. Система (24) и (25) существенно проще исходных уравнений Парка—Горева, так как имеет ту же структуру, но содержит на три уравнения меньше.

Из изложенного следует, что уравнения (24) и (25) можно получить следующим более коротким способом; он удобен также тем, что заодно получают выражения для медленных составляющих токов i_d , i_f и т. д. Отбросим в первых трех уравнениях (13) члены с производными $d\Psi_{df}/dt$ и т. д. и присоединим к результату выражения для Ψ_d , Ψ_q из (8) и (9). Получим систему пяти линейных алгебраических уравнений относительно медленных составляющих i_{ds} , i_{qs} и т. д. исходных токов. Решая ее, находим:

$$\left. \begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{L'_d} \left(\Psi_d + \frac{\omega}{\omega_d} \Psi_q - M_{df} \frac{e_f}{R_f} \right); \quad i_{qs} = \frac{1}{L'_q} \left(\Psi_q - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\omega}{\omega_q} \Psi_d \right); \quad i_{fs} = \frac{e_f}{R_f} + \frac{M_{df}}{LR_f} (Ri_{ds} - \omega \Psi_q); \\ i_{ts} &= \frac{M_{dt}}{LR_t} (Ri_{ds} - \omega \Psi_q); \quad i_{ks} = \frac{M_{qk}}{LR_k} (Ri_{qs} + \omega \Psi_d). \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Здесь для краткости i_{fs} , i_{ts} и i_{ks} выражены через i_{ds} и i_{qs} , для которых даны выражения через медленные переменные. Внося (26) в (15) и в выражение для момента $3/2(\Psi_d i_{dq} - \Psi_q i_{dq})$, снова получим (24) и (25).

Полные выражения для токов (с точностью до малых порядка ϵ) имеют вид: $i_d = i_{ds} + i_{dr}$, $i_q = i_{qs} + i_{qr}$ и т. д., где быстрые составляющие определяются соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} i_{dr} &= G_{df} \Psi_{df}^* + G_{dt} \Psi_{dt}^*; \quad i_{qr} = G_{qk} \Psi_{qk}^*; \\ i_{fr} &= G_{ff} \Psi_{df}^* + G_{ft} \Psi_{dt}^*; \quad i_{kr} = G_{kk} \Psi_{qk}^*; \\ i_{tr} &= G_{tf} \Psi_{df}^* + G_{tt} \Psi_{dt}^*. \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

¹ В общем случае схемы осреднения В. М. Волосова в первом приближении аппроксимируются лишь медленные переменные [Л. 1]. Однако для квазилинейных систем типа рассматриваемой можно показать, что при γ_1 , γ_2 , $\gamma_3 < 0$ в первом приближении аппроксимируются и быстрые переменные.

где

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{df}^* &= C_1 e^{\gamma_1 \frac{t}{\varepsilon}} + C_2 e^{\gamma_2 \frac{t}{\varepsilon}}; \quad \Psi_{qk}^* = C_3 e^{\gamma_3 \frac{t}{\varepsilon}}; \\ \Psi_{dt}^* &= -C_1 \frac{\omega_{ff} + \gamma_1}{\omega_{ft}} e^{\gamma_1 \frac{t}{\varepsilon}} - C_2 \frac{\omega_{ff} + \gamma_2}{\omega_{ft}} e^{\gamma_2 \frac{t}{\varepsilon}}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Решения (18), (27) и (28) для быстрых величин соответствуют распространенному в теории электрических машин расчету кратковременных переходных процессов при постоянных Ψ_d , Ψ_q , ω .

Об одной возможности дальнейшего упрощения медленных уравнений. Как показывают численные расчеты, в ряде случаев во всей области рассматриваемых значений Ψ_d , Ψ_q , ω величины $\Psi_q \omega / \omega_d$ и $\Psi_d \omega / \omega_q$ много больше, чем Ψ_d , Ψ_q , $M_{df} e_f / R_f$. Это позволяет упростить выражение для механического момента и уравнение (25), которое приобретает вид:

$$J \frac{d\omega}{dt} = -\frac{3}{2} \omega \left(\frac{\Psi_d^2}{L'_q \omega_q} + \frac{\Psi_q^2}{L'_d \omega_d} \right) + M_m. \quad (29)$$

Соответственно упрощаются выражения для i_{ds} , i_{qs} :

$$i_{ds} = \frac{\omega}{L'_d \omega_d} \Psi_q; \quad i_{qs} = -\frac{\omega}{L'_q \omega_q} \Psi_d. \quad (30)$$

В некоторых случаях при условии, что сопротивление нагрузки достаточно велико (порядка номинального для данного генератора), величины R/ω_d , $R/\omega_q \gg L$, тогда $L'_d \omega_d = L'_q \omega_q = R$ и уравнение (29) упрощается:

$$J \frac{d\omega}{dt} = -\frac{3}{2} \frac{\omega}{R} (\Psi_d^2 + \Psi_q^2) + M_m. \quad (31)$$

Уравнения регулируемого синхронного генератора, работающего за счет кинетической энергии раскрученного маховика. В качестве примера использования уравнений медленных переходных процессов рассмотрим динамику синхронного генератора, ротор которого жестко связан с массивным маховиком, предварительно раскрученным до угловой скорости порядка номинальной для данного генератора. При работе такого генератора кинетическая энергия маховика и ротора переходит в электрическую и выделяется в нагрузку; при этом угловая скорость ротора падает.

Рассмотрим случай, когда требуется, чтобы выделяемая в нагрузку мощность на некотором интервале времени имела заданное значение N_0 , несмотря на уменьшение угловой скорости. Это достигается соответствующим регулированием тока возбуждения. Составим уравнения, описывающие процессы в такой машине на интервале поддержания постоянной мощности, основываясь на (30) и (31).

Внесем в выражение для мощности в нагрузке $N = 3/2 R (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)$ значения медленных составляю-

щих i_{ds} , i_{qs} из (30) при $L'_d \omega_d = L'_q \omega_q = R$. Получим

$$N = \frac{3}{2} \frac{\omega^2}{R} (\Psi_d^2 + \Psi_q^2). \quad (32)$$

Выразим из условия $N = N_0$ с помощью (32) сумму квадратов потоков через ω и внесем в (31). Полагая при этом $M_m = 0$, придем к уравнению относительно ω :

$$J \frac{d\omega}{dt} = -\frac{N_0}{\omega}, \quad (33)$$

отсюда

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - 2 \frac{N_0}{J} t}, \quad (34)$$

где ω_0 — угловая скорость в начале процесса регулирования.

Положим в (32) $\Psi_d = \Psi \cos v$, $\Psi_q = \Psi \sin v$. Получим

$$\Psi = \sqrt{\frac{2}{3} R N \frac{1}{\omega}}. \quad (35)$$

Подставим теперь эти выражения для Ψ_d , Ψ_q во второе уравнение (24). После сокращения на $\Psi \cos v$ будем иметь:

$$\frac{dv}{dt} + \operatorname{tg} v \left(\frac{R}{L'_q} + \frac{1}{\Psi} \frac{d\Psi}{dt} \right) + \omega \frac{L}{L'_q} = 0. \quad (36)$$

Заменим здесь Ψ его выражением из (35) и перейдем от аргумента t к новой независимой переменной ω . Учитывая (33), получаем:

$$\frac{dv}{d\omega} - \left(m\omega + \frac{1}{\omega} \right) \operatorname{tg} v - l\omega^2 = 0, \quad (37)$$

где

$$m = \frac{RJ}{L'_q N_0}; \quad l = \frac{LJ}{L'_q N_0}.$$

Наконец, полагая в (37) $u = \operatorname{tg} v$, $\tau = \sqrt{m\omega}$, придем к следующему уравнению для u :

$$\frac{du}{d\tau} = (1 + u^2) \left[u \left(\tau + \frac{1}{\tau} \right) + c\tau^2 \right], \quad (38)$$

где $c = l/m^{3/2}$.

Это уравнение представляет собой частный случай уравнения Абеля [Л. 2]. Проинтегрировать его в квадратурах в данном случае не удастся. Однако, зная начальное значение u , которое может быть вычислено по начальным (для данного переходного процесса) значениям исходных токов i_d, \dots, i_k , легко можно проинтегрировать (38) численно. После того, как будет найдено u , а следовательно, и Ψ_d , Ψ_q , из первого уравнения (24) может быть получен закон регулирования возбуждения e_f на интервале поддержания постоянной мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волосов В. М., Моргунов Б. И. Метод осреднения в теории нелинейных колебательных систем. Изд. МГУ, 1971.
2. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М.: Наука, 1965.

[12.4.1978]

Корректирующий тракт для следящих систем переменного тока

ГОСТЕВ В. И.

Киев

При проектировании следящих систем переменного тока часто необходимо решать специфические для этих систем проблемы, в частности проблему подавления квадратурной помехи и проблему коррекции. Квадратурное напряжение, сдвинутое по фазе на 90° относительно фазы полезного сигнала, является помехой, уровень которой может превышать полезный сигнал. Такая помеха насыщает усилители, вызывает добавочное нагревание двигателя, смещает нуль в системе. Поэтому часто требуются специальные схемы для эффективного подавления квадратурного напряжения [Л. 1, 2], особенно в высокоточных системах переменного тока, в которых усилители имеют большие коэффициенты усиления и поэтому весьма чувствительны к различного рода помехам и наводкам.

Коррекция систем переменного тока является более сложной, чем коррекция систем постоянного тока [Л. 2—8]. Корректирующие RC - и RLC -контуры переменного тока имеют характеристики, зависящие от изменений несущей частоты. При отклонении несущей частоты от той, на которую рассчитан контур, последний резко уменьшает свои стабилизирующие свойства. Возможно создание пассивных корректирующих контуров с автоматической настройкой на несущую частоту [Л. 6], однако большого применения такие устройства из-за сложности не получили. Кроме того, контуры несущей частоты генерируют квадратурное напряжение, а фазопережающие контуры, максимально ослабляя сигнал, без существенного затухания пропускают гармоники несущей частоты, обладают часто «жесткими» эквивалентными (для огибающей амплитудно-модулированного сигнала) частотными характеристиками и в некотором диапазоне частот вносят отставание по фазе.

Широко применяемые для коррекции следящих систем переменного тока схемы «демодулятор — цепь постоянного тока — модулятор» малочувствительны к изменениям несущей частоты, обладают большим разнообразием эквивалентных частотных характеристик, способны подавлять квадратурное напряжение. Однако эти устройства сложны, генерируют добавочные гармонические составляющие и уменьшают отношение сигнал/шум. Кроме того, проектируемые для дифференцирования амплитудно-модулированного сигнала схемы «демодулятор — цепь постоянного тока — модулятор» вносят нежелательное дополнительное запаздывание сигнала, обусловленное сглаживающим фильтром демодулятора [Л. 2, 4, 6—8].

Перспективными являются корректирующие устройства с синхронными переключателями (прерывателями) [Л. 9, 10], в которых прерыватели (ключи) выполняют одновременно две операции — демодуляцию амплитудно-модулированного и модуляцию демодулированного сигналов. Они более просты в схемном и конструктивном исполнении, меньше по габаритам, массе и не вносят нежелательного запаздывания сигнала по сравнению с обычными схемами с демодуляцией и модуляцией сигнала. Но дифференцирующие (фазопережающие)

четырехполосники с прерывателями чрезвычайно сильно искажают синусоидальную несущую, чем весьма затрудняют фильтрацию основной гармоники их выходного сигнала. Несущую же прямоугольной формы дифференцирующие четырехполосники искажают значительно меньше. Кроме того, дифференциаторы, работающие на несущей прямоугольной формы, могут обеспечивать большие, чем при синусоидальной несущей, фазовые сдвиги огибающей входного сигнала.

Несущая прямоугольной формы имеет место на выходе схем подавления квадратурного напряжения. Поэтому последовательное включение некоторых (малоинерционных) схем подавления квадратурной помехи и дифференциаторов с прерывателями в прямой тракт следящих систем переменного тока оказывается весьма эффективным.

Как показала практика проектирования, корректирующие тракты с подавлением квадратурной помехи и дифференцированием огибающей амплитудно-модулированного сигнала целесообразно рассматривать как единые устройства, ибо функционирование отдельных узлов этих трактов (схемы подавления квадратурной помехи, дифференциатора переменного тока) взаимосвязано и должно строго соответствовать определенной программе работы всего тракта в целом.

Первые такие тракты, названные корректирующими подавителями квадратурной помехи, были описаны и исследованы в [Л. 1, 11, 12]. По сложности эти тракты примерно такие же как схемы «демодулятор — цепь постоянного тока — модулятор», но не вносят нежелательного запаздывания сигнала.

Ниже представлен новый корректирующий тракт с подавлением квадратурной помехи и дифференцированием огибающей амплитудно-модулированного сигнала. Идея построения тракта изложена в [Л. 13]. Тракт проще традиционной схемы «демодулятор — цепь постоянного тока — модулятор», не вносит нежелательного дополнительного запаздывания сигнала, генерирует значительно меньше добавочных гармонических составляющих. Тракт полностью подавляет квадратурное напряжение и имеет эквивалентную (для огибающей) передаточную функцию такую же, как обычный дифференцирующий контур постоянного тока. Расчет и настройка тракта на требуемые параметры являются весьма простыми.

Корректирующий тракт (см. рис. 1) состоит из прерывателя K , коммутируемого с удвоенной несущей частотой с помощью формирователя 1 коммутирующего напряжения, «запоминающего» конденсатора C , повторителя (усилителя) 2, переключателя $П$, коммутируемого с помощью формирователя 3 коммутирующего напряжения, двух цепочек $R3C1$ и сопротивления нагрузки $R1$.

Прерыватель K , коммутируемый с помощью формирователя 1 коммутирующего напряжения $u_K = U_K \sin \omega t$, и конденсатор C , нагруженный на достаточно большое входное сопротивление повторителя 2, образуют схему подавления квадратурной

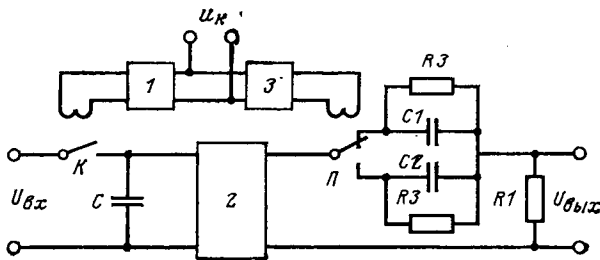


Рис. 1.

помехи. Строгий анализ такой схемы изложен в работе [Л. 14]. Прерыватель K замыкается в интервалах $(n-\gamma)T < t \leq nT$ и $(n+0,5-\gamma)T < t \leq (n+0,5)T$ и размыкается в интервалах $nT < t \leq (n+0,5-\gamma)T$ и $(n+0,5)T < t \leq (n+1-\gamma)T$ (см. рис. 2), где $n=0, 1, 2, \dots$, γ — относительное по отношению к периоду T несущей частоты $\omega_n = 2\pi f_n$, время замыкания прерывателя. При поступлении на вход схемы полезной составляющей амплитудно-модулированного напряжения на несущей $\sin(\omega_n t + \theta_{\max})$, где θ_{\max} — определенная начальная фаза входной несущей относительно моментов замыкания прерывателя K [Л. 14], напряжение на конденсаторе C в интервалах $nT < t \leq (n+0,5-\gamma)T$ и $(n+0,5)T < t \leq (n+1-\gamma)T$ при разомкнутом прерывателе K представляет собой прямоугольные импульсы и имеет максимальное значение, а при поступлении квадратурной составляющей на несущей $\sin(\omega_n t + \theta_{\max} - 90^\circ)$ напряжение на конденсатор C в указанных интервалах равно нулю;

$$\theta_{\max} = \arctg \frac{q_1 e^{q_1 \gamma} - q_1 \cos 2\pi\gamma + 2\pi \sin 2\pi\gamma}{2\pi e^{q_1 \gamma} - 2\pi \cos 2\pi\gamma - q_1 \sin 2\pi\gamma}; \quad (1)$$

$$q_1 = -\frac{T}{RC} = -\frac{1}{f_n RC}, \quad (2)$$

R — суммарное сопротивление источника входного сигнала и прерывателя K в замкнутом состоянии.

Коэффициент передачи настроенной схемы подавления квадратурного напряжения для прямой, полезной составляющей входного напряжения, определяется по формуле [Л. 14]:

$$K_{\max} = -\frac{q_1 e^{q_1 \gamma}}{q_1^2 + 4\pi^2} \frac{1 - e^{q_1 \gamma}}{1 - e^{2q_1 \gamma}} \{q_1 \sin \theta_{\max} + 2\pi \cos \theta_{\max} - [q_1 \sin(2\pi\gamma + \theta_{\max}) + 2\pi \cos(2\pi\gamma + \theta_{\max})] e^{q_1 \gamma}\}. \quad (3)$$

Схема подавления квадратурного напряжения практически не вносит запаздывания огибающей амплитудно-модулированного сигнала [Л. 14].

Переключатель Π , коммутируемый с помощью формирователя 3 коммутирующего напряжения, цепочки $R_3 C_1$ и сопротивление нагрузки R_1 образуют дифференциатор переменного тока. Переключатель Π замыкается в одном из положений в интервалах $nT \leq t \leq (n+\sigma)T$ и $(n+0,5)T \leq t \leq (n+0,5+\sigma)T$ (см. рис. 2), т. е. только в те промежутки времени, когда прерыватель K разомкнут. Относительное (по отношению к периоду несущей частоты) время замыкания переключателя Π

$$\sigma = 0,5 - \gamma.$$

Определим эквивалентную (для огибающей) передаточную функцию дифференциатора на основе приближенного метода квазистационарного анализа Фурье [Л. 9]. При замыкании и размыкании переключателя Π в одном из положений ток через соответствующий конденсатор C_1

$$i_c(t) = \begin{cases} \frac{u(t) - u_c(t)}{R_1} - \frac{u_c(t)}{R_3} & \text{при } 0 \leq \varphi \leq 2\pi; \\ -\frac{u_c(t)}{R_3} & \text{при } 2\pi \leq \varphi \leq 4\pi, \end{cases} \quad (4)$$

где $\varphi = \omega_n t$; $u_c(t)$ — напряжение на конденсаторе; $u(t)$ — напряжение на выходе повторителя 2, которое в интервалах $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ представляет собой импульсы прямоугольной формы.

Положим, что огибающая $F(t)$ напряжения $u(t)$ — единичная ступенчатая функция. Средний ток в конденсаторе C_1 за один период несущей частоты при условии, что $u_c(t) = \text{const}$ при $0 \leq \varphi \leq 2\pi$

$$\bar{i}_c(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{R_1} d\varphi - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_3} u_c(t) d\varphi - \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi}^{4\pi} \frac{1}{R_3} u_c(t) d\varphi = \frac{\sigma}{R_1} - \left[\frac{\sigma(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} + \frac{1-\sigma}{R_3} \right] u_c(t). \quad (5)$$

Изменение напряжения на конденсаторе C_1 , обусловленное средним током

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} \bar{i}_c(t) = \frac{\sigma}{R_1 C_1} - \frac{1}{T_1} u_c(t), \quad (6)$$

где

$$T_1 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + \sigma R_3} C_1, \quad (7)$$

или

$$T_1 \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = \frac{\sigma R_3}{R_1 + \sigma R_3}. \quad (8)$$

Решая это уравнение, получим

$$u_c(t) = \frac{\sigma R_3}{R_1 + \sigma R_3} (1 - e^{-t/T_1}). \quad (9)$$

Выходное напряжение схемы

$$u_{\text{вых}}(t) = u(t) - u_c(t). \quad (10)$$

Огибающая выходного напряжения с учетом того, что схема двухполупериодная и на выходе вы-

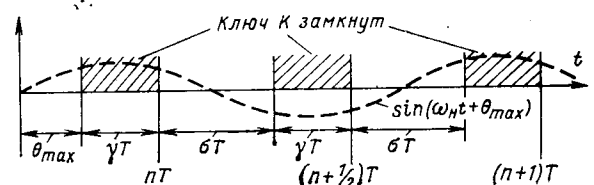


Рис. 2.

деляется синусоидальная несущая

$$G(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi\sigma} u_{\text{вых}}(t) \sin(\varphi + \delta) d\varphi = \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi\sigma} [1 - u_c(t)] \times \\ \times \sin(\varphi + \delta) d\varphi = \frac{2}{\pi} [\cos \delta - \cos(2\pi\sigma + \delta)] \times \\ \times \left[1 - \frac{\sigma R_3}{R_1 + \sigma R_3} (1 - e^{-t/T_1}) \right]. \quad (11)$$

Преобразование Лапласа от огибающей при нулевых начальных условиях

$$G(p) = L\{G(t)\} = Ga \frac{1 + \frac{T_1}{a} p}{p(1 + T_1 p)}, \quad (12)$$

где

$$a = \frac{R_1}{R_1 + \sigma R_3}; \quad (13)$$

$$G = \frac{2}{\pi} [\cos \delta - \cos(2\pi\sigma + \delta)] = \frac{4}{\pi} \sin(\delta + 2\pi\sigma) \sin \pi\sigma. \quad (14)$$

Поскольку $F(p) = L\{F(t)\} = \frac{1}{p}$, то эквивалентная передаточная функция дифференциатора

$$K(p) = \frac{G(p)}{F(p)} = Ga \frac{1 + \frac{T_1}{a} p}{1 + T_1 p}. \quad (15)$$

Фазовый угол выходной несущей δ , при котором коэффициент G имеет максимальное значение, определяется из уравнения

$$\delta + \pi\sigma = \frac{\pi}{2}. \quad (16)$$

Учитывая, что $\delta = 0,5 - \gamma$, получаем

$$G_{\text{max}} = \frac{4}{\pi} \sin \pi\sigma = \frac{4}{\pi} \cos \pi\gamma. \quad (17)$$

Обозначим K_y — коэффициент передачи (усиления) повторителя (усилителя) 2. Тогда эквивалент-

ную передаточную функцию всего корректирующего тракта (см. рис. 1) можно записать в виде

$$K_{\kappa, \tau}(p) = K_y K_{\text{пр}} a \frac{1 + \frac{T_1}{a} p}{1 + T_1 p}, \quad (18)$$

где $K_{\text{пр}}$ — коэффициент передачи схемы подавления квадратурного напряжения по первой гармонике выходного сигнала:

$$K_{\text{пр}} = K_{\text{max}} G_{\text{max}} = K_{\text{max}} \frac{4}{\pi} \cos \pi\gamma. \quad (19)$$

Рассчитана номограмма, из которой для значения параметра q_1 можно найти оптимальное значение γ , при котором схема подавления квадратурного напряжения имеет максимально возможное для данного q_1 значение коэффициента $K_{\text{пр}}$. По этой же номограмме для q_1 и выбранного γ определяется значение θ_{max} .

В настроенной схеме подавления квадратурного напряжения входная несущая полезного сигнала имеет положительный фазовый сдвиг $\theta_{\text{max}} + 2\pi\gamma$ (см. рис. 2), выходная несущая тракта имеет положительный фазовый сдвиг $\pi/2 - \pi\sigma$. Таким образом, учитывая, что $\sigma + \gamma = 0,5$, заключаем, что выходная несущая корректирующего тракта сдвинута в сторону запаздывания относительно входной несущей полезного сигнала на фазовый угол $\theta_{\text{max}} + \pi\gamma$.

Эквивалентная фазочастотная характеристика тракта

$$\psi = \text{arctg} \left(\frac{1}{\sqrt{a}} \frac{F}{F_m} \right) - \text{arctg} \left(\sqrt{a} \frac{E}{F_m} \right). \quad (20)$$

На частоте огибающей

$$F_m = \frac{\sqrt{a}}{2\pi T_1} \quad (21)$$

обеспечивается максимальный фазовый сдвиг огибающей

$$\psi_m = \arcsin \frac{1-a}{1+a}. \quad (22)$$

Принципиальная схема разработанного корректирующего тракта показана на рис. 3. Формирова-

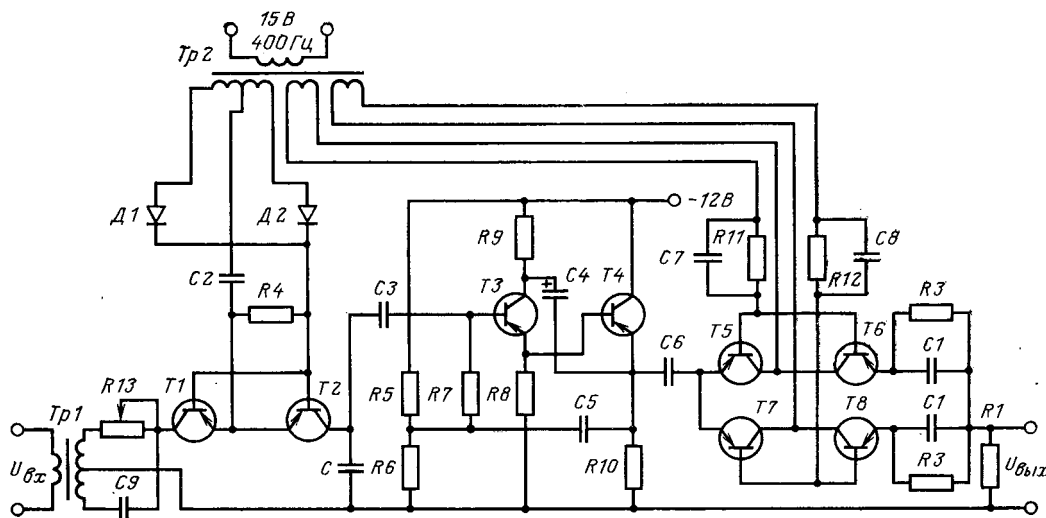


Рис. 3.

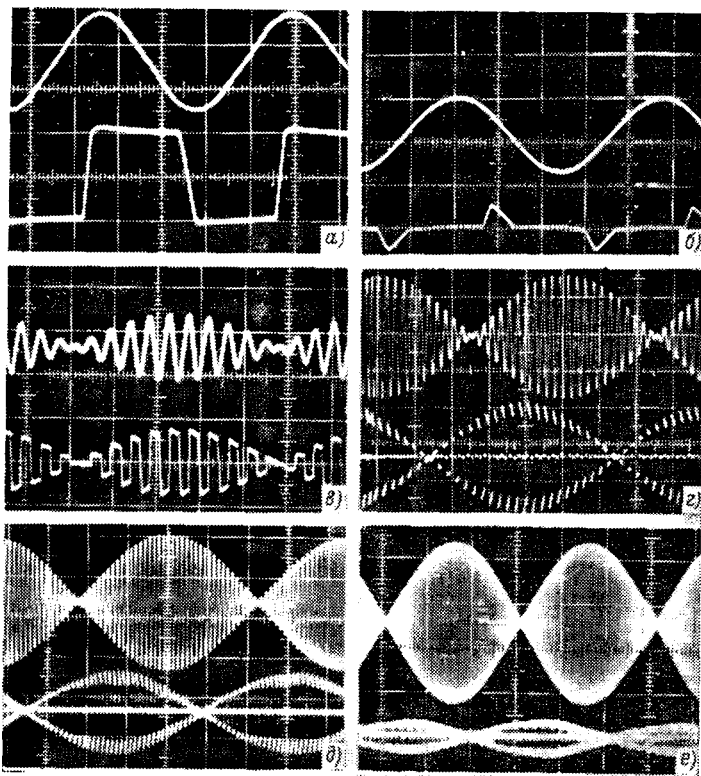


Рис. 4.

тель 1 коммутирующего напряжения (частота коммутирующего напряжения $f_n=400$ Гц, амплитуда $U_k=15$ В) состоит из трансформатора $Tr2$, диодов $D1, D2$ типа $D7Ж$ и цепочки $R4C2$. Прерыватель K представляет собой транзисторный ключ на последовательно и встречно включенных транзисторах $T1, T2$ (все транзисторы в схеме типа МП-16Б). Относительное время замыкания прерывателя $\gamma=0,15$. Схема подавления имеет параметр $q_1 \approx -30$, коэффициент передачи по первой гармонике $K_{пр} \approx 1,1$ и обеспечивает полное подавление входного квадратурного сигнала в интервалах, когда прерыватель K разомкнут, при $\theta_{max} \approx 46^\circ$. Сдвиг входной несущей осуществляется фазосдвигающей цепью, собранной на трансформаторе $Tr1$, конденсаторе $C9$ и потенциометре $R13$. Повторитель 2 собран на транзисторах $T3, T4$ и питается от источника постоянного тока — 12 В. Формирователь 3 коммутирующего напряжения состоит из трансформатора $Tr2$ и цепочек $C7R11, C8R12$. Переключатель Π собран на двух транзисторных ключах с последовательно и встречно включенными транзисторами $T5, T6$ и $T7, T8$. Относительное время замыкания переключателя в каждом положении $\sigma \leq 0,35$. Коэффициент трансформации трансформатора $Tr2$, определяемый отношением числа витков первичной обмотки к числу витков одной секции вторичной обмотки, равен $1:0,24$.

Схема рассчитана на обеспечение максимального фазового сдвига огибающей $\psi_m \approx 67^\circ$ на частоте $F_m=2$ Гц и нагрузочное сопротивление $R1=10$ кОм.

Работа схемы иллюстрируется осциллограммами, изображенными на рис. 4. На рис. 4,а показаны синусоидальная несущая прямой, полезной составляющей входного сигнала на входе ключа K после фазосдвигающей цепи и напряжение на конденсаторе C , обусловленное этой составляющей. Напряжение на конденсаторе по форме близко к «меандру». На рис. 4,б показаны синусоидальная несущая квадратурной составляющей на входе ключа K и напряжение на конденсаторе C , обусловленное этой составляющей. В интервалах, когда прерыватель K разомкнут, напряжение на конденсаторе C равно нулю. На рис. 4,в изображено входное амплитудно-модулированное напряжение с частотой огибающей $F=20$ Гц и напряжение на конденсаторе C при настройке схемы на полное подавление квадратурной составляющей. Как видно из этой осциллограммы, сдвиг огибающей, обусловленный схемой подавления квадратурного сигнала, не превышает полпериода несущей частоты (на частоте $F=20$ Гц сдвиг огибающей меньше -7°).

На рис. 4,г—е показано входное амплитудно-модулированное напряжение (сверху) и выходное напряжение настроенного корректирующего тракта при значениях частот огибающих F , равных соответственно 9,1 Гц ($\psi \approx +40^\circ$), 5,3 Гц ($\psi \approx +56^\circ$) и 1,7 Гц ($\psi \approx +66^\circ$). Результаты экспериментального исследования тракта достаточно хорошо согласуются с расчетными. Испытания показали, что тракт нормально функционирует при изменении амплитуды питающего напряжения на $\pm 20\%$. Для получения других значений ψ_m и F_m нужно пересчитать значения параметров цепочек $R3C1$ согласно формулам (7), (13), (21) и (22).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гостев В. И. Подавители и компенсаторы квадратурной помехи. Киев, Техника, 1971.
2. Справочная книга по технике автоматического регулирования/ Под ред. Дж. Траксела. М.: Госэнергоиздат, 1962.
3. Арндт В. Р., Сэвент К. Дж. Практика следящих систем. М.: Госэнергоиздат, 1962.
4. Баранчук Е. И., Коварская Е. Л. Теория и проектирование следящих систем переменного тока. М.: Энергия, 1966.
5. Власов Н. П. Теория линейных следящих систем, работающих на переменном токе. М.: Энергия, 1964.
6. Ивей К. Л. Системы автоматического регулирования на несущей переменного тока. М.: Машиностроение, 1968.
7. Куракин К. И. Следящие системы малой мощности. М.: Машиностроение, 1965.
8. Титов В. К. Следящие системы на переменном токе. — В кн.: Основы автоматического управления/ Под ред. В. В. Солодовникова. М.: Машгиз, 1963, т. 3, с. 351—421.
9. Гостев В. И. Корректирующие четырехполюсники с прерывателями. Киев, Техника, 1965.
10. Гостев В. И. Корректирующие устройства с прерывателями. Киев: Техника, 1968.
11. Следящая система переменного тока./ Гостев В. И. А. с. № 219663 (СССР), 1968, № 19, с. 48.
12. Гостев В. И. Корректирующее устройство переменного тока с синхронным переключателем. — Изв. вузов. Приборостроение, 1968, № 10, с. 42—47.
13. А. с. № 344411 (СССР). Следящая система переменного тока./ Гостев В. И. Оpubл. в Б. И., 1972, № 21, с. 194.
14. Гостев В. И. Анализ и расчет схемы подавления квадратурной составляющей напряжения. — Электричество, 1976, № 5, с. 61—64.

[16.5.1977]

Интегральные и дифференциальные методы выявления обратной короны в электрофилтрах

ЛЯПИН А. Г., РАЧЕК А. Я.

Москва, Запорожье

При улавливании высокоомной пыли в современном электрофилтре на осадительных электродах образуется диэлектрический слой, на котором накапливаются заряды ионов, поступающие непрерывно из внешней зоны короны. При накоплении определенного количества зарядов, которое зависит от свойств осаждаемой пыли, происходит пробой слоя. Ионизационные процессы, сопровождающие пробой, уменьшают предельный заряд частиц пыли, что приводит к значительному уменьшению степени очистки газов от твердых аэрозолей.

Для повышения эффективности работы электрофильтров при улавливании высокоомной пыли нужна такая технология осадения, при которой не появилась бы обратная корона на осадительном электроде. А для этого в первую очередь необходимо иметь достоверные методы, позволяющие фиксировать появление обратной короны заданной интенсивности. Эти методы необходимы для изучения физических основ возникновения и развития обратной короны. Обратная корона существует в электрофилтрах одновременно с основной. Приборы, включенные в цепь коронирующего промежутка, регистрируют сигналы как основной, так и обратной короны. Это обуславливает определенные трудности в измерениях характеристик обратной короны.

На практике выявление обратной короны осуществляется по измеренным вольт-амперным характеристикам. Это объясняется как простотой измерения, так и наличием измерительных приборов, которыми снабжаются все промышленные высоковольтные агрегаты питания электрофильтров. В одних случаях сравниваются токи чистого осадительного электрода с запыленным, когда существуют условия возникновения обратной короны, и по возрастанию тока определяют интенсивность обратной короны [Л. 1]. В других случаях признаком обратной короны является падающая вольт-амперная характеристика, когда с увеличением тока разряда уменьшается напряжение на коронирующих электродах [Л. 2]. Однако результаты в этом случае зависят от соотношения внутреннего сопротивления высоковольтного источника и сопротивления межэлектродного промежутка при наличии обратной короны. В технической литературе опубликовано множество примеров вольт-амперной характеристики, которые показывают отсутствие скачка (уменьшения) напряжения при возникновении обратной короны [Л. 1 и 3]. Два различных признака одной зависимости, по которым определяют наличие обратной короны, уже указывают на недостаток этого метода.

Заметим, что вольт-амперные характеристики коронного разряда зависят от многих параметров пылегазового потока. В реальном технологическом процессе при широкой вариации свойств пыли и среды практически невозможно однозначно определить причину возрастания тока за счет появления обратной короны или за счет увеличения тока униполярной короны при возрастании температуры технологического газа (изменение относительной плотности среды) [Л. 4]. Даже для стабильного технологического процесса (постоянные температура, химический состав газа и его запыленность) применительно к условиям длительного непрерывного контроля промышленных электрофильтров интегральные методы не объективны, так как по вольт-амперной характеристике нельзя узнать о появлении обратной короны. Одновременно с запылением плоского осадительного электрода происходит образо-

вание слоя и на коронирующем электроде. Ранее выполненные исследования параметров коронирующего промежутка, состоящего из ленточно-игольчатых электродов между двумя плоскими электродами, показывают, что ток разряда в сильной степени зависит от зарастания иглок [Л. 5]. Максимальный ток наблюдается для чистых коронирующих и осадительных электродов. Наличие слоя пыли только на ленточно-игольчатых электродах значительно уменьшает токи коронного разряда. Это приводит к тому, что увеличение тока, обусловленное наличием обратной короны, должно быть увязано с уменьшением тока основной короны из-за изменения кривизны коронирующего электрода.

В практике эксплуатации и исследований промышленных электрофильтров широко применяют способ выявления обратной короны по петле гистерезиса вольт-амперной характеристики, которую получают путем измерений тока коронного разряда сначала при повышении напряжения до предпробивного значения, затем при понижении его до нуля [Л. 6]. Сравнивая значения токов, измеренных при одном значении напряжения, устанавливают наличие обратной короны по факту превышения токов, измеренных при понижении напряжения, над токами, измеренными при повышении напряжения до предпробивного значения.

Такой метод, однако, приемлем только для сильно развитой обратной короны на значительной поверхности осадительных электродов. Метод невозможно применить для одного очага короны. Кроме того, результаты измерений в этом случае зависят от скорости изменения напряжения на коронирующих электродах. Метод основан на сравнении суммы токов основной и обратной короны, не выделяет какой-либо параметр обратной короны и не позволяет определить ее начальные напряжения.

Отсутствие надежного объективного метода регистрации наличия обратной короны ставит задачу: разработать устройство для выделения дифференциальных сигналов обратной короны и по ним определять ее характеристики.

Трудность измерения дифференциальных характеристик обратной короны связана с наличием основной короны, которая определяет условия возникновения обратной ионизации, и в результате в одном разрядном промежутке одновременно существуют два вида коронных разрядов. В основу разработанных методов выделения и измерения параметров обратной короны положены следующие факторы: наличие резкого возрастания плотности тока на отдельных участках осадительного электрода, где локализуются ионизационные процессы обратной короны, а также четко выраженный прерывистый импульсный характер тока обратной короны.

Первые очаги обратной короны возникают в точках с максимальной напряженностью электрического поля, т. е. расположенных против острия ближе к центральной силовой линии. На участках локализации ионизационных процессов обратной короны возникает высокая плотность тока. Если на плоском электроде выделить небольшой локальный участок со свечением обратной ионизации, то значение регистрируемого на нем тока основной короны невелико.

Это предположение подтверждено экспериментальными данными, полученными для промежутка «острие — плоскость», в котором площадь некоронирующего электрода 299,5 см²,

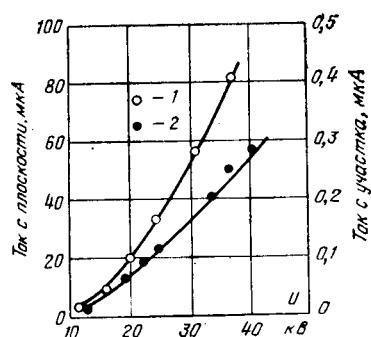


Рис. 1. Распределение тока между плоским электродом (1) и локальным участком (2), расположенным против коронирующего острия.

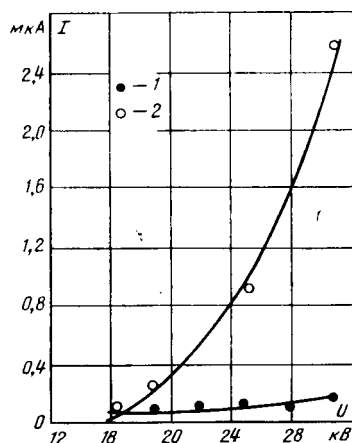


Рис. 2. Ток с локального участка для чистого плоского электрода (1) и с пористым диэлектриком (2).

а площадь локального участка, изолированного от всей плоскости, $0,035 \text{ см}^2$. Результаты измерений, приведенные на рис. 1, показывают, что для чистых электродов токи основной короны со всей плоскости в диапазоне напряжений от 10 до 40 кВ составляют десятки микроампер и превышают токи с локального участка, расположенного в области центральной силовой линии, более чем в 200 раз. Разница увеличивается с возрастанием напряжения. При таких соотношениях током основной короны с локального участка можно пренебречь (рис. 2).

Известные виды коронного разряда сопровождаются импульсами: отрицательная корона с острия — импульсами Тричеля, положительная корона — предначальными стримерами, факельная корона — периодическими импульсами. Обратная корона также сопровождается импульсными разрядами, на что указывает нестабильность свечения на плоскости осадительного электрода. Лабораторные исследования оптических и электрических параметров обратной короны подтверждают ее импульсный характер.

В образовании импульсов положительной и отрицательной короны с электрода большей кривизны существенную роль играет распределение объемного заряда в газовой среде межэлектродного пространства. Природа импульсов обратной короны в электрофильтрах, вероятно, связана с накоплением поверхностного заряда на диэлектрике вокруг существующих отверстий. Осевшие заряды концентрируют поток ионов, поступающих из чехла основной короны на небольшом сечении отверстия, что приводит к возрастанию напряженности электрического поля и к ионизационным процессам на осадительном электроде. Большинство положительных ионов, возникших в чехле обратной короны, направляются в глубь разрядного промежутка, а некоторые из них нейтрализуют отрицательные ионы вокруг отверстия, что приводит к уменьшению концентрации силовых линий в области отверстия. Ионизационные процессы прекращаются. Далее процесс повторяется: происходит накопление отрицательных ионов вокруг отверстия.

Энергия, поступающая от разряда основной короны или посторонних источников помех, распределяется между локальными участками и плоским электродом. Поверхность локального участка на 2-3 порядка меньше поверхности плоского некоронирующего электрода. При таких соотношениях площадей на локальном участке индуцируются очень слабые

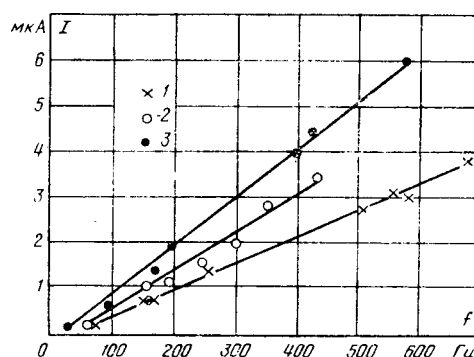


Рис. 3. Зависимость тока обратной короны с локального участка от частоты повторения ее импульсов. Высота локального участка над плоским электродом: 1 — 0; 2 — 2 мм; 3 — 4 мм.

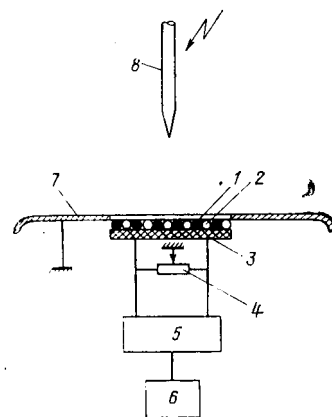


Рис. 4. Устройство для исследования коронного разряда.

импульсы основной короны, а также импульсы посторонних источников помех и даже разрядов обратной короны с других соседних точек осадительного электрода. Заряды обратной короны, возникшие непосредственно на локальном участке, поступают на его поверхность и благодаря малой емкости локального участка создают импульсы с амплитудой порядка нескольких вольт.

Чтобы убедиться в том, что выделенные импульсы обусловлены обратной короной, проведены измерения импульсов с локального участка диаметром 2,1 мм для чистого плоского электрода и при наличии на нем высокоомного диэлектрика с применением частотомера ЧЗ-35. Установлено, что в первом случае импульсы отсутствуют вплоть до предпробивного напряжения. Во втором случае, когда имеются условия возникновения обратной короны, появляются импульсы, частота которых непрерывно увеличивается до предпробивных напряжений.

Выполнены измерения частоты повторения импульсов тока обратной короны с локального участка. Результаты показывают, что при низких значениях тока наблюдается прямая связь между частотой и током обратной короны (рис. 3). Следовательно, по частоте повторения импульсов возможно определить ее интенсивность. Напряжением начала обратной короны будем считать напряжение на промежутке, при котором появляются импульсы с локального участка.

Для оценки интенсивности обратной короны на большой поверхности осадительных электродов необходимо увеличить площадь локального участка. Последнее приводит к тому, что частотомер, включенный в цепь участка, будет фиксировать импульсы основной и обратной короны. Следовательно, измерительная цепь должна выделять импульсы разрядов, возникающих на поверхности плоского электрода, ослабляя импульсы, обусловленные процессами основной короны.

Такую задачу можно выполнять с помощью устройства для исследования коронного разряда [Л. 7]. Устройство содержит дифференциальный датчик и схему измерений, которые приведены на рис. 4. Датчик набран из двух систем изолированных (1) и оголенных (2) проводников, распо-

женных на диэлектрике 3. Сигналы с проводников поступают на дифференциальный усилитель 5 и далее на экран осциллографа 6. Все токи смещения с коронирующего острья 8 индуцируют одинаковые сигналы в проводниках, которые взаимно уничтожаются в схеме дифференциального усилителя. И только заряды от тока проводимости поступают на оголенные проводники, и на экране осциллографа возникает соответствующий импульс напряжения.

Объемный заряд отрицательных ионов отдельных импульсов разряда основной короны при своем движении через межэлектродное пространство вследствие диффузии в слабых полях достигает плоского электрода практически непрерывным потоком. Объемный заряд электронов обратной короны в направлении к осадительному электроду проходит небольшое расстояние в объеме и поступает на систему оголенных проводников. С учетом того, что токи электронов обратной короны в оголенных проводниках на два порядка превышают токи ионов основной короны, а токи смещения, связанные с образованием объемного заряда основной и обратной короны взаимно уничтожаются в дифференциальной схеме измерения, на экране осциллографа (рис. 4) возникнут только импульсы обратной короны, обусловленные ее электронными составляющими тока.

Поскольку проводники с изоляцией находятся в теснейшем контакте или в окружении «голых» проводников, то осаждаемый на изоляции заряд имеет возможность стекать. Скорость стекания заряда с изолированных проводов зависит как от изоляционных характеристик покрытия ϵ и ρ_v , так и от геометрических размеров датчика. Накопившиеся на изоляции заряды в какой-то степени искажают поле вблизи датчика. Подбирая геометрию датчика и диэлектрические свойства изолированных проводников, это воздействие можно свести к минимуму.

Контрольные измерения для чистого плоского электрода показывают, что импульсы основной короны подавляются полностью в дифференциальной схеме измерений. Для подтверждения того, что наблюдаемые импульсы обусловлены обратной короной, применяли фотоэлектронный умножитель ФЭУ-36 со щелевой диафрагмой, которая позволила направлять на фотокатод только свечение обратной короны с плоского электрода или свечение основной короны с острья. Сигналы от ФЭУ-36 и дифференциального датчика одновременно сравнивались на экране двухлучевого электронного осциллографа С1-17. Результаты измерений показывают, что оптические и электрические сигналы обратной короны одновременно появляются на экране осциллографа.

Работа дифференциального датчика зависит от качества изоляции проводников. Если система изолированных проводников имеет низкую изоляцию (пробивной градиент ниже 5 кВ/мм), то может произойти ее пробой. Локальное нарушение изоляции создает условия для возникновения обратной ионизации. В результате на выходе датчика даже при отсутствии пористого диэлектрика наблюдались импульсы обратной короны, когда применялись проводники с шелковой и хлопчатобумажной изоляцией. Хорошие результаты получены для проводников с полиэтилентерефталатной и с фторопластовой

изоляцией (провода марки ПЭТВ и МГТФ с пробивным градиентом на уровне 25 кВ/мм). Экспериментальные исследования показывают, что применение на поверхности датчиков чередующихся оголенных и изолированных проводников с хорошей изоляцией и одинакового диаметра (менее 1 мм) исключают условия возникновения обратной короны при отсутствии пористого диэлектрика во всем диапазоне существования униполярной короны.

Проверка работы дифференциального датчика обратной короны в промышленных условиях выполнена на опытном малогабаритном электрофилт্রে, который установлен в схеме очистки газов от печей плавки нормального электрокорунда на Запорожском абразивном комбинате. Разработана специальная конструкция крепления датчиков на поверхности широкополосных С-образных осадительных электродов. Предварительные измерения показали, что при правильной центровке осадительных и коронирующих ленточно-игольчатых электродов наличие датчиков не влияет ни на распределение плотности токов, ни на предельные пробивные напряжения.

Экспериментальными исследованиями на опытном электрофилт্রে установлено, что для температуры газов 65° частота повторения импульсов обратной короны достигает 8—9 кГц в области предпробивных напряжений. После отключения газа при остывании опытного электрофилтра до 37° пробивные напряжения увеличились до 50 кВ, а максимальная частота повторения импульсов обратной короны уменьшилась до 3—4 кГц. Уменьшение интенсивности обратной короны связано с изменением удельного электрического сопротивления слоя пыли на поверхности осадительных электродов. В связи с уменьшением температуры на поверхности отдельных пылинкок формулируется слой влаги, который уменьшает удельное сопротивление пыли, а вместе с ним интенсивность обратной короны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Основы электрогазодинамики дисперсных систем/ Верецагин И. П., Левитов В. И., Мирзабекян Г. З., Пашин М. М.: Энергия, 1974.
2. Brandt H. Stabiles Ruckspruhen in Elektrofiltern. — Staub, 1969, Bd 29, № 8, S. 320—321.
3. Кизим И. А., Решидов И. К. Конструктивные и технологические методы повышения эффективности электрофильтров при улавливании высокоомной золы. М.: ЦИНТИХИМ-НЕФТЕМАШ, 1976.
4. Ляпин А. Г., Рачек А. Я. Влияние температуры воздуха на интегральные характеристики отрицательной короны. — Электричество, 1978, № 1.
5. Андрусенко Е. Н., Бориченко Н. А., Рачек А. Я. Влияние зарастания на электрические характеристики игольчатых коронирующих электродов. — В кн.: Пылеулавливание и очистка газов в цветной металлургии. М.; 1975, № 36, с. 65—69.
6. А. с. 284973 (СССР). Способ выявления обратной короны в электрофилтрах/ Ермилов И. В., Золотарев В. В., Решидов И. К. Опубл. в Б. И., 1970, № 35.
7. Ляпин А. Г., Рачек А. Я. Методика исследования импульсного коронного разряда. ПТЭ, 1976, № 3, с. 215—217.

[26.10.1977]



Результаты исследования работоспособности быстродействующих релейных устройств контактной сети 27,5 кВ при перекрытии нейтральной вставки

Канд. техн. наук КУКАРКИН А. В.

Ростов-на-Дону

На двухпутных участках железных дорог электрифицированных по системе однофазного переменного тока промышленной частоты напряжением 27,5 кВ при перекрытии нейтральной вставки наблюдается отказ быстродействующих релейных устройств, установленных на постах секционирования. Последнее вызывает перегорев контактного провода и, как следствие,

сбой графика движения поездов. Происходит двухфазное замыкание без замыкания на рельсы (рис. 1). Проанализируем причины отказа.

На посту секционирования двухпутных участков согласно типовому проекту [Л. 1] для первой ступени защиты устанавливается токовая максимально-направленная защита без вы-

принимая во внимание, что $I'_{AI}=I''_{AI}$, а $I'_{BII}=I''_{BII}=I'_{BIII}=I''_{BIII}$ и $\dot{U}_{AC}+\dot{U}_{CB}=\dot{U}_{AB}$:

$$\left. \begin{aligned} & I_{AI}Z_{AI} + (I'_{AI} + I''_{AI}) \frac{z_k}{2} L_{AI} + (I'_{AI} + \\ & + I''_{AI}) \frac{z_a}{2} L_{AI} - I_{AI}\mu_2 z_h L_{AI} + I_k z_k L_{AII} - I_{AII} z_a L_{AII} - \\ & - I_{AII}\mu_2 z_h L_{AII} + I_k Z_d + (I'_{BIII} + I''_{BIII}) \frac{z_k}{2} (L_{BII} + \\ & + L_{BIII}) + (I'_{BIII} + I''_{BIII}) \frac{z_a}{2} (L_{BII} + L_{BIII}) - I_{BIII} \times \\ & \times \mu_2 z_h (L_{BII} + L_{BIII}) + I_{BIII} Z_{BIII} = U_{AB}; \\ & I_{AI}Z_{AI} + (I'_{AI} + I''_{AI}) \frac{z_k}{2} L_{AI} + (I'_{AI} + I''_{AI}) \times \\ & \times \frac{z_a}{2} L_{AI} - I_{AI}\mu_2 z_h L_{AI} - I_{AII} z_k L_{AII} + I_k z_a L_{AII} - \\ & - I_{AII}\mu_2 z_h L_{AII} - I_{AII} Z_{AII} = 0; \\ & - I_{BII} Z_{BII} + (I'_{BIII} + I''_{BIII}) \frac{z_k}{2} (L_{BII} + L_{BIII}) + \\ & + (I'_{BIII} + I''_{BIII}) \frac{z_a}{2} (L_{BII} + L_{BIII}) - \\ & - I_{BIII}\mu_2 z_h (L_{BII} + L_{BIII}) + I_{BIII} Z_{BIII} = 0; \\ & I_{AI} + I_{AII} - I_k = 0; \quad I_{BII} + I_{BIII} - I_k = 0. \end{aligned} \right\} (1)$$

Здесь U_{AB} — напряжение между фазами А и В питающих подстанций, равное 27,5 кВ; z_k — сопротивление контактной подвески; для ПБСМ-95+МФ-100 согласно [Л. 2] это сопротивление равно $0,207+j0,603$ Ом/км; z_a — сопротивление взаимной индукции между подвесками соседних путей; при расстоянии между подвесками, равном 410 см, $z_a=0,047+j0,335$ Ом/км [Л. 2]; z_h — сопротивление взаимной индукции между подвесками одного пути и рельсами двух путей, Ом/км; μ_2 — относительное значение тока, индуктируемого в рельсах подвесками двух путей.

Совместным решением системы уравнений (1), имея в виду, что $z_k+z_a-2\mu_2 z_h=z_{22}$, $\mu_2 z_h=z_k-z_{21}$ [Л. 3 и 5], получим:

$$\left. \begin{aligned} & I_{AI} = \frac{U_{AB}(m-b)(g+f)}{D_1}; \quad I_{BII} = \frac{U_{AB}(a+m)f}{D_1}; \\ & I_{AII} = \frac{U_{AB}(g+f)(a+b)}{D_1}; \quad I_{BIII} = \frac{U_{AB}(a+m)g}{D_1}; \\ & I_k = \frac{U_{AB}(a+m)(g+f)}{D_1}; \quad I'_{AI}=I''_{AII} = \frac{I_{AI}}{2}; \\ & I'_{BII}=I''_{BII}=I'_{BIII}=I''_{BIII} = \frac{I_{BIII}}{2}; \\ & I_B = I'_{BII} + I_{BII} = I_k - I''_{BII}, \end{aligned} \right\} (2)$$

где

$$\begin{aligned} a &= Z_{AI} + \frac{z_{22}}{2} L_{AI} - (z_k - z_{21}) L_{AII}; \quad b = z_a L_{AII}; \\ e &= z_k L_{AII} + Z_d; \quad f = (L_{BII} + L_{BIII}) \frac{z_{22}}{2} + Z_{BIII}; \\ m &= Z_{AII} + z_k L_{AII}; \quad g = Z_{BII}; \\ D_1 &= (g+f)[(m-b)(a+b) + (e-b)(a+m)] + gf(a+m). \end{aligned}$$

По формулам (2) с применением ЦВМ «Наири» нами были рассчитаны токи в схеме (рис. 2):

$$\begin{aligned} I_{AI} &= 0,768 \exp(-j71^\circ 39') \text{ кА}; \\ I'_{AI}=I''_{AI} &= 0,384 \exp(-j71^\circ 39') \text{ кА}; \\ I_{AII} &= 0,933 \exp(-j64^\circ 20') \text{ кА}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_k &= 1,698 \exp(-j67^\circ 39') \text{ кА}; \\ I_{BII} &= 1,436 \exp(-j70^\circ 19') \text{ кА}; \\ I_{BIII} &= 0,271 \exp(-j53^\circ 26') \text{ кА}; \\ I'_{BII}=I''_{BII}=I'_{BIII}=I''_{BIII} &= 0,135 \exp(-j53^\circ 26') \text{ кА}; \\ I_B &= 1,566 \exp(-j68^\circ 52') \text{ кА}. \end{aligned}$$

Сопоставляя полученные токи с уставками токовых отсеков, подсчитанных ранее, можно сделать выводы:

мгновенно отключится выключатель 3 на подстанции II токовой отсечкой; то же наблюдается при других любых параметрах этой схемы;

не отключатся выключатели на подстанциях I и III, питающие точку короткого замыкания;

не отключится выключатель поста секционирования П₁, питающий нейтральную вставку, так как ток уставки токовой отсечки больше тока короткого замыкания I_k .

После отключения выключателя 3 на подстанции II расчетная схема примет вид (рис. 3). Известно [Л. 4], что отключение одного источника питания вызовет уменьшение тока I_k . Для анализа токов короткого замыкания в других ветвях этой схемы составим для нее систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} & I_{AI}Z_{AI} + (I'_{AI} + I''_{AI}) \frac{z_k}{2} L_{AI} + (I'_{AI} + \\ & + I''_{AI}) \frac{z_a}{2} L_{AI} - I_{AI}\mu_2 z_h L_{AI} + I_k z_k L_{AII} - I_{AII} z_a L_{AII} - \\ & - I_{AII}\mu_2 z_h L_{AII} + I_k Z_d + I_{BII} z_a L_{BII} - I_{BII} z_a L_{BII} - \\ & - I_{BIII}\mu_2 z_h L_{BII} + (I'_{BIII} + I''_{BIII}) \frac{z_k}{2} L_{BIII} + \\ & + (I'_{BIII} + I''_{BIII}) \frac{z_a}{2} L_{BIII} - I_{BIII}\mu_2 z_h L_{BIII} + \\ & + I_{BIII} Z_{BIII} = U_{AB}; \\ & I_{AI}Z_{AI} + (I'_{AI} + I''_{AI}) \frac{z_k}{2} L_{AI} + (I'_{AI} + \\ & + I''_{AI}) \frac{z_a}{2} L_{AI} - I_{AI}\mu_2 z_h L_{AI} - I_{AII} z_k L_{AII} + I_k z_a L_{AII} - \\ & - I_{AII}\mu_2 z_h L_{AII} - I_{AII} Z_{AII} = 0; \\ & - I_{BII} Z_{BII} - I_{BII} z_k L_{BII} + I_k z_a L_{BII} - I_{BIII}\mu_2 z_h L_{BII} + \\ & + (I'_{BIII} + I''_{BIII}) \frac{z_k}{2} L_{BIII} + (I'_{BIII} + I''_{BIII}) \times \\ & \times \frac{z_a}{2} L_{BIII} - I_{BIII}\mu_2 z_h L_{BIII} + I_{BIII} Z_{BIII} = 0; \\ & I_{AI} + I_{AII} - I_k = 0; \quad I_{BII} + I_{BIII} - I_k = 0. \end{aligned} \right\} (3)$$

Совместным решением системы уравнений (3) получим:

$$\left. \begin{aligned} & I_{AI} = \frac{U_{AB}(m-b)(k+n)}{D_2}; \quad I_k = \frac{U_{AB}(a+m)(k+n)}{D_2}; \\ & I_{BIII} = \frac{U_{AB}(n-d)(a+m)}{D_2}; \quad I'_{AI}=I''_{AI} = \frac{I_{AI}}{2}; \\ & I_{AII} = \frac{U_{AB}(k+n)(a+b)}{D_2}; \quad I'_{BIII}=I''_{BIII} = \frac{I_{BIII}}{2}; \\ & I_{BII} = \frac{U_{AB}(a+m)(k+d)}{D_2}, \end{aligned} \right\} (4)$$

где коэффициенты a , b и m те же, что и в формулах (2), а коэффициенты $c=z_k(L_{AII}+L_{BII})+Z_d$; $d=z_a L_{BII}$

$$\begin{aligned} k &= Z_{BIII} + \frac{z_{22}}{2} L_{BIII} - (z_k - z_{21}) L_{BII}; \quad n = Z_{BII} + \\ & + z_k L_{BII}; \quad D_2 = (a+m)[kn - d(d+2k)] + \\ & + (a+k)[a(m+c) + mc - b(b+2a)]. \end{aligned}$$

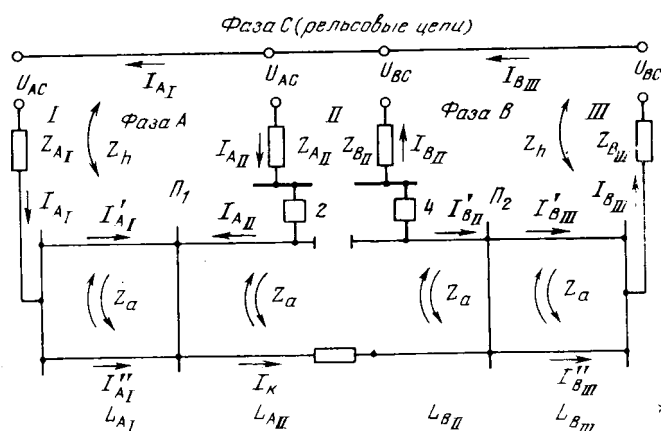


Рис. 3.

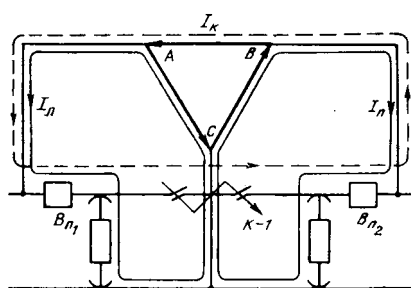


Рис. 4.

Токи, рассчитанные по формулам (4), для схемы (рис. 3) равны:

$$I_{AI} = I_{BIII} = 0,450 \exp(-j68^\circ 10') \text{ кА};$$

$$I'_{AI} = I''_{AI} = I'_{BIII} = I''_{BIII} = 0,220 \exp(-j68^\circ 10') \text{ кА};$$

$$I_{AII} = I_{BII} = 0,540 \exp(-j61^\circ 15') \text{ кА};$$

$$I_K = 1,000 \exp(-j64^\circ 25') \text{ кА}.$$

Из результатов расчета видно, что при работе по схеме (рис. 3) токовые отсечки, установленные на посту секционирования Π_1 , не сработают. Последнее подтвердилось расчетом и для других возможных вариантов с другими любыми параметрами элементов этой схемы.

Рассмотрим влияние тяговых токов на характер исследуемых процессов (рис. 1—3).

При нормальной схеме питания (рис. 1) ток перекрытия нейтральной вставки не окажет влияния на работу релейных устройств, установленных на постах секционирования, так как замкнется по контуру: подстанция II (фаза A) — выключатель 1 — нейтральная вставка — выключатель 3 — (фаза B) подстанции II.

При схеме (рис. 2) возможны два граничных случая: нейтральная вставка перекрыта крайними токоприемниками моторвагонных секций, при этом сопротивление перекрытия равно нулю;

сопротивление дуги очень большое (в этом случае разность потенциалов на концах дуги будет приближаться к напряжению U_{AB} , равному 27,5 кВ).

В первом случае электровазы, находящиеся на участке между постом секционирования Π_1 и питающей линией 3 подстанции II, будут в основном питаться фазой B подстанции II, так как они находятся ближе к этой подстанции [Л. 5]. Тогда через питающую линию поста секционирования в основном будет протекать только ток короткого замыкания I_K .

Во втором случае все электровазы, находящиеся на участке между постом секционирования Π_1 и подстанцией II, будут питаться от поста Π_1 . Однако при отключении выключателя 1 на подстанции II резко упадет напряжение U_{AC} в контактном проводе [Л. 6]. Электровазы на этом участке окажутся на консоли. Тяговый ток электровазов, находящихся

на этом участке, будет зависеть от их режима работы и места их нахождения до момента короткого замыкания и времени, прошедшего после короткого замыкания [Л. 7—9].

На электрифицированных участках переменного тока электровазы оборудованы статическими преобразователями, поэтому остаточный тяговый ток в момент замыкания будет определяться только потребителями собственных нужд электровазы и окажется равным 22—24 А со стороны первичного напряжения, так как при снижении напряжения в контактной сети э. д. с. тяговых двигателей окажется больше напряжения на вторичной обмотке трансформатора электровазы [Л. 10]. Такие токи не окажут существенного воздействия на работу токовой отсечки поста.

Рассмотрим еще один компромиссный случай влияния тяговых токов на характер исследуемых процессов. Предположим, что при перекрытии нейтральной вставки электровазы, находящиеся на поврежденной зоне, полностью питаются от поста секционирования и потребляют полный ток. Для примера вернемся к схеме (рис. 2). Примем расстояние между подстанциями равным 50 км с установленными на подстанциях трансформаторами 40 МВ·А. Максимальные тяговые токи линий подстанций, питающих контактную сеть, в этом случае будут не более 600 эр ($-j37^\circ 50'$) А [Л. 6]. Предположим, что на подстанции II отключился один из выключателей 1 или 3, и вся нагрузка электровазов легла на пост Π_1 или Π_2 , питающий перекрытую нейтральную вставку (рис. 4). На схеме рис. 4: I_n — токи всех электровазов, находящихся слева от подстанции II при отключении на ней выключателя 1; I_n — то же, но справа при отключении выключателя 3; I_K — ток замыкания при перекрытии нейтральной вставки; B_{n1} и B_{n2} — выключатели постов, соответственно Π_1 и Π_2 .

Из векторной диаграммы (рис. 5) токов нагрузки и короткого замыкания видно, что наибольшим при приведенной на рис. 4 группе соединения силового трансформатора будет суммарный ток $I_n + I_K$, который в данном случае будет равен $1,698 \exp(-j67^\circ 39') + 0,600 \exp(-j97^\circ 50') = 2,238 \exp(-j75^\circ 26')$ кА, что меньше тока уставки токовой отсечки поста, равного 2,712 кА.

Следовательно, во всех случаях тяговые токи не оказывают влияния на работу токовой отсечки поста. Нейтральная вставка при перекрытии на ней не защищена релейными устройствами, установленными на постах секционирования, что может привести к перегоранию контактных проводов и сбою графика движения поездов.

Для обеспечения надежного отключения линий поста секционирования при перекрытии нейтральной вставки необходимо установить дополнительные защиты или заменить существующие новыми. Можно установить на нейтральной вставке продольную дифференциальную защиту с токовой блокировкой и с действием на короткозамыкатель. Короткозамыкатель создает короткое на рельсы и вызывает каскадное срабатывание направленной максимальной токовой защиты с блокировкой по минимальному напряжению установленной на посту

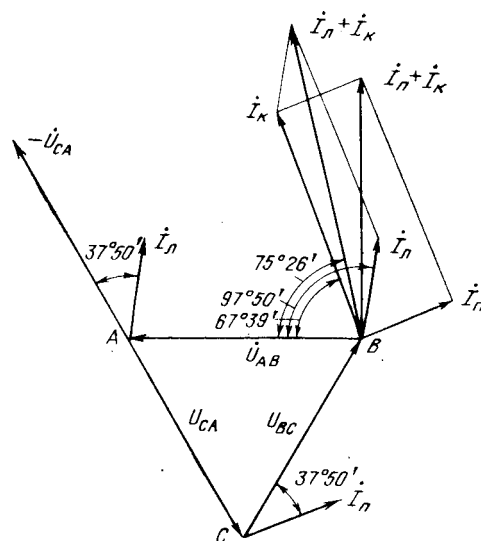


Рис. 5.

секционирования. Условия срабатывания токовой блокировки — наличие тока короткого замыкания, проходящего через нейтральную вставку, а дифференциальной защиты — равенство этих токов до и после нейтральной вставки. Реле тока дифференциальной защиты должно иметь нормально замкнутые контакты.

Другой защитой могут служить установленные рядом с воздушными промежутками нейтральных вставок искровые промежутки, одним полюсом которых являются провода нейтральных вставок, к другим — провода, соединенные с рельсами. При перекрытии нейтральной вставки дуга перебрасывается на полюс провода, соединенного с рельсами и тем самым обеспечивает каскадное срабатывание защит поста.

Заменить существующие релейные устройства новыми можно, например, установив на посту защиту с поперечными логическими связями [Л. 11].

Выводы. 1. Установленные на постах секционирования по типовому проекту направленная максимальная токовая защита с блокировкой по минимальному напряжению и токовая отсечка согласно проведенному анализу не реагируют во всех случаях на ток короткого замыкания при перекрытии нейтральной вставки, что может привести к пережогу проводов контактной сети и срыву графика движения поездов.

2. Для надежного отключения линий, питающих контактную сеть поста секционирования при перекрытии нейтральной вставки, необходимо установить дополнительные защиты или заменить существующие новыми.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Геронимус Б. Е., Семенчинский Г. В., Шухатович Л. И. Релейная защита устройств энергоснабжения электрической тяги. М.: Транспорт, 1967.

2. Карякин Р. Н. Тяговые сети переменного тока. М.: Транспорт, 1964.

3. Пупынин В. Н. Определение зон действия защит фидеров 27,5 кВ подстанций и постов секционирования железных

дорог переменного тока при узловой схеме питания. Вопросы энергоснабжения электрических железных дорог. — Труды МИИТ, 1965, вып. 199, с. 184—195.

4. Ульянов С. А. Короткие замыкания в электрических системах. М.: Госэнергоиздат, 1952.

5. Марквардт К. Г. Энергоснабжение электрических железных дорог. М.: Транспорт, 1965.

6. Кукаркин А. В. Исследование и разработка блокирующих органов релейной защиты электротяговых сетей, реагирующих на форму кривой тягового тока: Диссертация на степень канд. техн. наук, 1969.

7. Самсонов Ю. Я., Кукаркин А. В. Переходные процессы в выпрямительных электровозах при внешних коротких замыканиях. Вопросы релейной защиты устройств электрических железных дорог. — Труды РИИЖТ. М.: Транспорт, 1966, вып. 60, с. 53—60.

8. Кукаркин А. В. Графо-аналитический метод определения бестоковой паузы электровозов переменного тока. Электронные релейные и измерительные устройства для железнодорожного транспорта. — Труды РИИЖТ, 1967, вып. 71, с. 86—90.

9. Фигурнов Е. П. О влиянии нагрузки электровозов со статическими преобразователями на релейную защиту фидеров. Электронные релейные и измерительные устройства для железнодорожного транспорта. — Труды РИИЖТ, 1967, вып. 71, с. 62—85.

10. Фигурнов Е. П., Кукаркин А. В., Ёлшин В. П. Осциллографирование переходных процессов на электровозах ВЛ-60 при коротких замыканиях в контактной сети. Электронные релейные и измерительные устройства для железнодорожного транспорта. — Труды РИИЖТ, 1967, вып. 71, с. 91—95.

11. Фигурнов Е. П., Жарков Ю. И. Способы релейной защиты электротяговых сетей переменного тока с поперечными логическими связями. Электроснабжение и автоматика электрифицированных дорог. — Труды РИИЖТ, 1972, вып. 85, с. 14—24.

[15.9.1977]



Уважаемый читатель!

Издательство «Энергия» предлагает Вашему вниманию список книг, имеющихся в наличии на базах В/О «Союз-книга».

Дульнев Г. Н., Семьяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. — 1968. — 360 с. — В пер.: 1 р. 40 коп.

Захаров В. Н., Поспелов Д. А., Хазацкий В. Е. — Системы управления. (Задание. Проектирование. Реализация.) 2-е изд., перераб. и доп. — 1977. — 424 с., ил. — 1-е изд. вышло в 1972 г. — В пер.: 2 р. 50 коп.

Колосов В. Г., Леонтьев А. Г., Мелехин В. Ф. Импульсные магнитные элементы и устройства. (Основы расчета и проектирования): Учебное пособие для студентов вузов, обучающихся по специальности «Автоматика и телемеханика». — 1976. — 312 с., ил. — В пер.: 91 коп.

Наладка приборов и устройств технологического контроля. Справочное пособие/ Под общ. ред. А. С. Клюева. — 1976. — 416 с., ил. — В пер. 2 р. 06 коп.

Рубашкин И. Б. Адаптивные системы взаимосвязанного управления электроприводами. — 1975. — 160 с., ил. — В пер.: 68 коп.

Справочник по электротехническим материалам/ Под ред. Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Бареева. Т. 3. — 2-е изд., перераб. — 1976. — 896 с., ил. — В пер.: 3 р. 71 коп.

Тирановский Г. Г. Механизация кабельных работ на энергетических объектах. — 1976. — 72 с., ил. — (Б-ка электромонтера. Вып. 437). — 15 коп.

Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. — Силовые полупроводниковые приборы: Справочник. — 1975. — 512 с., ил. — В пер.: 1 р. 56 коп.

Электротехнический справочник./ Под общ. ред. П. Г. Грудинского, Г. Н. Петрова, М. М. Соколова и др. Т. 1. — 5-е изд., испр. — В пер.: 4 р. 94 коп.

Электротехнический справочник./ Под общ. ред. П. Г. Грудинского, Г. Н. Петрова, М. М. Соколова и др. Т. 2. — 5-е изд., испр. — 1975. — 752 с., ил. — В пер.: 4 р. 89 коп.

Индивидуальные покупатели и организации могут приобрести эти издания в местных книжных магазинах. В случае их отсутствия следует обратиться в книжный магазин № 8 Москниги по адресу: 103031, Москва, К-31, Петровка, д. 15.



Активные потери энергии вихревого электромагнитного поля в проводнике прямоугольного сечения

Доктор техн. наук НАМИТОВ К. К., канд. физ.-мат. наук КРАСОВИЦКИЙ В. Б.,
канд. техн. наук ВОЛОСОВ В. Е.

ВНИИэлектроаппарат

Во многих практических задачах электротехники возникает необходимость определения потерь на вихревые токи в проводнике прямоугольного сечения, помещенном во внешнее магнитное поле произвольной конфигурации. В большинстве случаев это поле с достаточной степенью точности можно представить как плоскопараллельное или плоскомеридианное, так что практически оказывается достаточным определить потери энергии на единицу длины проводника. Эта задача решена в [Л. 1] в частном случае, когда амплитуда магнитного поля на стенках проводника является постоянной, и, как следствие этого, решение уравнений Максвелла для поля можно представить в виде суммы двух функций, каждая из которых зависит лишь от одной из переменных.

Однако метод решения дифференциального уравнения для поля, развитый в [Л. 1], не позволяет провести расчеты в тех случаях, когда амплитуда магнитного поля на стенках проводника зависит от координаты, и дифференциальное уравнение в частных производных не распадается на дифференциальные уравнения в полных производных. В то же время на практике условие постоянства вдоль границ проводника амплитуды поля часто не реализуется, что требует разработки метода решения дифференциального уравнения в частных производных для поля, когда граничные условия отличны от постоянных. Такое общее решение указанного дифференциального уравнения дало бы возможность рассчитать распределение поля по сечению проводника и потери в нем на вихревые токи при произвольной геометрии вихревого электромагнитного поля на стенках проводника.

Будем решать задачу применительно к расчету активных потерь в обмотках трансформаторов, для чего при составлении исходного дифференциального уравнения используем предложенные в [Л. 1] допущения о постоянстве поля в зазорах между витками и о том, что граничные условия заданы в серединах этих зазоров. Введение указанных допущений не влияет на характер входного дифференциального уравнения, но значительно упрощает задачу о вычислении активных потерь во всех проводниках обмоток. Из совместного решения двух уравнений Максвелла для данного случая получим исходное дифференциальное уравнение в виде:

$$\frac{\partial^2 E}{\partial x^2} + A \frac{\partial^2 E}{\partial y^2} = BE; \quad (1)$$

$$A = \frac{a'b}{ab'}; \quad B = j \frac{b}{b'} 2\pi f \mu_0 \sigma = 2jg^2; \quad (1a)$$

$$g = \sqrt{\frac{b}{b'} \pi f \mu_0 \sigma}, \quad (16)$$

где σ — удельная электропроводность материала проводника; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; f — частота питающего тока; остальные обозначения даны на рисунке.

Без введения вышеуказанных допущений [Л. 1] коэффициенты дифференциального уравнения соответственно были бы равны: $A=1$; $B=2\pi f \mu_0 \sigma$.

На границах проводника задаем значения составляющих напряженности магнитного поля в виде произвольных функций от собственных координат:

$$\left. \begin{aligned} H_y|_{x=0} &\equiv H_y(0, y); \\ H_y|_{x=a} &\equiv H_y(a, y); \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} H_x|_{y=0} &\equiv H_x(x, 0); \\ H_x|_{y=b} &\equiv H_x(x, b). \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Поскольку из 2-го уравнения Максвелла для данного случая имеем:

$$\frac{\partial E}{\partial y} = -j\omega\mu_0 H_x;$$

$$\frac{\partial E}{\partial x} = j\omega\mu_0 H_y,$$

граничные условия (2) и (3) можно записать:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial x} \Big|_{x=0} &\equiv E'_x(0, y); \\ \frac{\partial E}{\partial x} \Big|_{x=a} &\equiv E'_x(a, y); \end{aligned} \right\} \quad (2a)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial y} \Big|_{y=0} &\equiv E'_y(x, 0); \\ \frac{\partial E}{\partial y} \Big|_{y=b} &\equiv E'_y(x, b). \end{aligned} \right\} \quad (3a)$$

Ход решения дифференциального уравнения (1) приведен в приложении 1, а решение получено в виде

$$E(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} \delta_n(x) \cos \frac{n\pi y}{b}, \quad (4)$$

где

$$\delta_n(x) = \frac{1}{\theta_n k_n b} \left\{ \beta_n(a) \frac{\operatorname{ch} k_n x}{\operatorname{sh} k_n a} - \beta_n(0) \frac{\operatorname{ch} k_n (a-x)}{\operatorname{sh} k_n a} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{2} A \int_0^x [E'_y(\xi, 0) - (-1)^n E'_y(\xi, b)] \operatorname{sh} k_n (x-\xi) d\xi - \right.$$

$$-A \frac{\operatorname{ch} k_n x}{\operatorname{sh} k_n a} \int_0^a [E'_y(\xi, 0) - (-1)^n E'_y(\xi, b)] \operatorname{ch} k_n (a-\xi) d\xi \Bigg\}. \quad (5)$$

Активные потери на единицу длины рассматриваемого проводника равны:

$$P = \frac{\sigma}{2} \int_0^a dx \int_0^b EE^* dy. \quad (6)$$

Подставив в (6) значение E и E^* из (4) и (5), получим

$$P = \frac{\sigma b}{4} \int_0^a dx \sum_{n=0}^{\infty} \delta_n(x) \delta_n^*(x). \quad (7)$$

Для получения численных решений задачи теперь необходима конкретизация граничных условий (2а) и (3а). Анализируя конфигурацию внешнего магнитного поля в зоне расположения исследуемого проводника, задаем аппроксимирующие закономерности $E'_y(x)$ и $E'_x(y)$ вдоль соответствующих границ проводника. При выполнении условия монотонности функций $E'_y(x)$ и $E'_x(y)$ большинство практических задач может быть реализовано выбором одной из следующих аппроксимаций:

$E'_y(x)$, $E'_x(y)$ постоянны вдоль соответствующих границ проводника;

$E'_y(x)$, $E'_x(y)$ — линейные функции соответствующих координат вдоль границ;

$E'_y(x)$, $E'_x(y)$ — показательные функции.

Подставив аппроксимации $E'_y(x)$ и $E'_x(y)$ в (5), вычислив значения β_n и интегралы этого выражения, получим частную формулу для нахождения δ_n для конкретной частной задачи. Подставив полученное выражение для δ_n в (4) и (7), получим соответственно закон изменения электрического поля по сечению проводника и активные потери энергии электромагнитного поля на единицу длины проводника.

Поскольку δ_n пропорционально $1/k_n$, а $P \sim 1/k_n^2$, входящие в выражения (4) и (7) ряды быстро сходятся и для практических расчетов зачастую оказывается возможным ограничиться учетом лишь первых членов разложения.

Упомянутая выше задача [Л. 1] может быть получена как частный случай приведенного общего решения (4) при постоянных граничных условиях.

В качестве иллюстрации изложенного метода рассмотрим расчет активных потерь на единицу длины проводника одной из обмоток трехобмоточного трансформатора. Габариты сечения проводника $a=2,4 \cdot 10^{-3}$ м; $b=4 \cdot 10^{-3}$ м (см. рисунок). Значения составляющих индукции магнитного поля рассеяния (B_x и B_y) у границ проводников, расположенных возле торца обмотки, измерены с помощью индукционных датчиков [Л. 4].

Используя B_x и B_y , получим аппроксимирующие зависимости законов изменения H_x и H_y вдоль соответствующих границ проводника и на основании этих зависимостей по формулам (2) и (3) определим закономерности изменения E'_x и E'_y у границ проводника.

Подставив полученные закономерности изменения E'_x и E'_y в уравнения (5), получим выражение для $\delta_n(x)$ для рассматриваемой задачи:

$$\delta_n(x) = \frac{j 3,2}{\theta_n k_n^2 b} \left\{ k_n 10^3 \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [(-1)^n - 1] \frac{\operatorname{ch} k_n x}{\operatorname{sh} k_n a} + \right. \\ \left. + 2,2 [2,4 - (-1)^n] + 185 (-1)^n \left[x - \frac{1}{k_n} \frac{\operatorname{sh} k_n \left(x - \frac{a}{2} \right)}{\operatorname{ch} \frac{k_n a}{2}} \right] \right\}.$$

Подставив это выражение в формулу (7), получим формулу для расчетов активной мощности, причем для нулевого члена ряда везде вместо множителя $\left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [(-1)^n - 1]$ нужно подставлять его предел [Л. 3] (см. приложение 2):

$$\lim_{n \rightarrow 0} \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [(-1)^n - 1] = -\frac{b^2}{2}.$$

Расчеты потерь по указанным формулам для нулевого, 1-, 2-, 3-го членов ряда дали соответственно такие результаты:

$$P_0 = 1,45 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/м}; P_1 = 19,7 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/м};$$

$$P_2 = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/м}; P_3 = 0,54 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/м},$$

т. е. с учетом четырех членов ряда

$$P' = P_0 + P_1 + P_2 + P_3 = 23,2 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/м}.$$

Расчет активных потерь для этого же случая по усредненным значениям H_x и H_y у границ проводников, проведенный по формулам Дитриха, дает $P'' = 41,3 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/м}$.

Таким образом, в данном случае расхождение результатов расчетов потерь по изложенным в статье общим формулам и по формулам [Л. 1] составляет 78%. Такое значительное расхождение объясняется существенной в данном примере неравномерностью поля у границ проводника и, следовательно, большой погрешностью усреднения значений H_x и H_y . В подобных случаях для повышения точности расчетов рекомендуется использование вышеизложенных общих формул.

Приложение 1. Решение дифференциального уравнения (1) можно искать в виде ряда Фурье только в том случае, если граничные условия являются однородными. Поэтому заменим искомую функцию $E(x, y)$ новой переменной $W(x, y)$ в соответствии с отношением

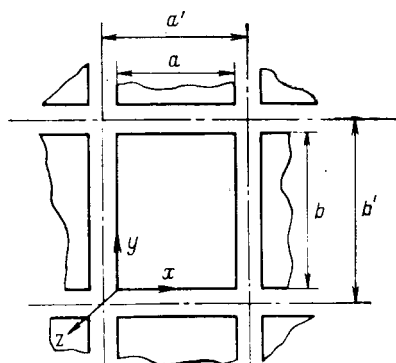
$$E(x, y) = W(x, y) - \frac{(b-y)^2}{2b} E'_y(x, 0) + \frac{y^2}{2b} E'_y(x, b). \quad (\text{П1-1})$$

Для функции $W(x, y)$ граничные условия (3) становятся однородными. Следовательно, эту функцию можно представить в виде ряда

$$W(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n(x) \cos \frac{n\pi y}{b}. \quad (\text{П1-2})$$

Подставив (П1-1) в исходное дифференциальное уравнение (1), получим дифференциальное уравнение для функции $W(x, y)$:

$$\frac{\partial^2 W}{\partial x^2} + A \frac{\partial^2 W}{\partial y^2} - BW = \frac{(b-y)^2}{2b} [E'''_{yxx}(x, 0) - \\ - BE'_y(x, 0)] + \frac{y^2}{2b} [-E'''_{yxx}(x, b) + BE'_y(x, b)] + \\ + \frac{A}{b} [E'_y(x, 0) - E'_y(x, b)] \equiv f(x, y). \quad (\text{П1-3})$$



Граничные условия (2) для функции $W(x, y)$ имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial W}{\partial x} \Big|_{x=0} &= E'_x(0, y) + \frac{(b-y)^2}{2b} E''_{yx}(0, 0) - \\ &\quad - \frac{y^3}{2b} E''_{yx}(0, b); \\ \frac{\partial W}{\partial x} \Big|_{x=a} &= E'_x(a, y) + \frac{(b-y)^2}{2b} E''_{yx}(a, 0) - \\ &\quad - \frac{y^2}{2b} E''_{yx}(a, b). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1-4})$$

Представляя разложение функции $W(x, y)$ в ряд (П1-2) в дифференциальное уравнение (П1-3), получим:

$$\sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\partial^2 \alpha_n}{\partial x^2} - k_n^2 \alpha_n \right] \cos \frac{n\pi y}{b} = f(x, y); \quad (\text{П1-5})$$

$$k_n^2 = \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 A + B = h + k_n^2; \quad (\text{П1-6})$$

$$k_0^2 = B; \quad A \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 = h. \quad (\text{П1-7})$$

Доумножая обе части уравнения (П1-5) на $\cos \frac{n\pi y}{b}$ и интегрируя по dy в пределах от 0 до b в соответствии со свойством ортогональности периодических функций, получим дифференциальное уравнение для α_n :

$$\frac{\partial^2 \alpha_n}{\partial x^2} - k_n^2 \alpha_n = -\frac{2}{b} \int_0^b f(x, y) \cos \frac{n\pi y}{b} dy = f_n(x). \quad (\text{П1-8})$$

Подставив в правую часть уравнения (П1-8) значение $f(x, y)$ из (П1-3) и вычислив полученные интегралы, найдем:

$$\begin{aligned} f_n(x) &= \frac{2}{b} \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [E'''_{yx}(x, 0) - (-1)^n E'''_{yx}(x, b)] - \\ &\quad - B [E'_y(x, 0) - (-1)^n E'_y(x, b)]. \end{aligned} \quad (\text{П1-9})$$

Доумножая обе части системы (П1-4) на $\cos \frac{n\pi y}{b}$ и интегрируя по dy в пределах от 0 до b , получим граничные условия коэффициентов $\alpha_n(x)$:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\alpha_n}{dx} \Big|_{x=0} &= \frac{2}{b} \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [E''_{yx}(0, 0) - \\ &\quad - (-1)^n E''_{yx}(0, b)] + \frac{2}{b} \beta_n(0); \\ \frac{d\alpha_n}{dx} \Big|_{x=a} &= \frac{2}{b} \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [E''_{yx}(a, 0) - \\ &\quad - (-1)^n E''_{yx}(a, b)] + \frac{2}{b} \beta_n(a), \end{aligned} \right\} \quad (\text{П1-10})$$

где

$$\begin{aligned} \beta_n(0) &= \int_0^b E'_x(0, y) \cos \frac{n\pi y}{b} dy; \\ \beta_n(a) &= \int_0^b E'_x(a, y) \cos \frac{n\pi y}{b} dy. \end{aligned}$$

Общий вид решения дифференциального уравнения (П1-8) можно записать в такой форме:

$$\alpha_n(x) = C_1 \operatorname{ch} k_n x + C_2 \operatorname{sh} k_n x + \frac{1}{k_n} \int_0^x f_n(\xi) \operatorname{sh} k_n(x - \xi) d\xi. \quad (\text{П1-11})$$

Произвольные постоянные C_1 и C_2 определяем из граничных условий (П1-1):

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1}{k_n} \frac{1}{\operatorname{sh} k_n a} \left\langle \frac{2}{b} \left\{ \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [E''_{yx}(a, 0) - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - (-1)^n E''_{yx}(a, b)] + \beta_n(a) \right\} - \frac{2}{b} \operatorname{ch} k_n a \left\{ \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [E''_{yx} \times \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \times (0, 0) - (-1)^n E''_{yx}(0, b)] + \beta_n(0) \right\} - \int_0^a f_n(\xi) \operatorname{ch} k_n(a - \xi) d\xi \right\rangle; \\ C_2 &= \frac{1}{k_n} \frac{2}{b} \left\{ \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [E''_{yx}(0, 0) - (-1)^n E''_{yx}(0, b)] + \right. \\ &\quad \left. + \beta_n(0) \right\}. \end{aligned}$$

Подставив C_1 и C_2 в (П1-11) и приведя подобные члены, получим:

$$\begin{aligned} k_n \alpha_n &= \frac{\operatorname{ch} k_n x}{\operatorname{sh} k_n a} \frac{2}{b} \left\{ \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [E''_{yx}(a, 0) - (-1)^n E''_{yx}(a, b)] + \right. \\ &\quad \left. + \beta_n(a) \right\} - \frac{\operatorname{ch} k_n(a - x)}{\operatorname{sh} k_n a} \frac{2}{b} \left\{ \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 [E''_{yx}(0, 0) - \right. \\ &\quad \left. - (-1)^n E''_{yx}(0, b)] + \beta_n(0) \right\} - \\ &\quad - \frac{\operatorname{ch} k_n x}{\operatorname{sh} k_n a} \int_0^a f_n(\xi) \operatorname{ch} k_n(a - \xi) d\xi + \int_0^x f_n(\xi) \operatorname{sh} k_n(x - \xi) d\xi. \end{aligned} \quad (\text{П1-12})$$

Вычислив интегралы и приведя подобные члены, получим окончательно для α_n :

$$\begin{aligned} \alpha_n(x) &= \frac{1}{b k_n} \left\{ \left(\frac{b}{n\pi} \right)^2 k_n [E'_y(x, 0) - (-1)^n E'_y(x, b)] + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\operatorname{ch} k_n x}{\operatorname{sh} k_n a} \beta_n(a) - \frac{\operatorname{ch} k_n(a - x)}{\operatorname{sh} k_n a} \beta_n(0) + \int_0^x [E'_y(\xi, 0) - \right. \\ &\quad \left. - (-1)^n E'_y(\xi, b)] \operatorname{sh} k_n(x - \xi) d\xi - A \frac{\operatorname{ch} k_n x}{\operatorname{sh} k_n a} \int_0^a [E'_y(\xi, 0) - \right. \\ &\quad \left. - (-1)^n E'_y(\xi, b)] \operatorname{ch} k_n(a - \xi) d\xi \right\}, \end{aligned} \quad (\text{П1-13})$$

где

$$\theta_n = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{при } n \neq 0; \\ 1 & \text{при } n = 0. \end{cases}$$

Решая совместно (П1-1), (П1-2) и (П1-13), получим выражение для $E(x, y)$. Поскольку первый член выражения (П1-13)

$$\frac{b}{\theta_n} \frac{1}{(n\pi)^2} [E'_y(x, 0) - (-1)^n E'_y(x, b)]$$

представляет собой коэффициент разложения в косинусный ряд Фурье функции

$$\frac{(b-y)}{2b} E'_y(x, 0) - \frac{y^2}{2b} E'_y(x, b), \quad (*)$$

то в выражении для $E(x, y)$ функция (*) и ее разложение в ряд, входящее в выражение для $W(x, y)$ с отрицательным знаком, взаимно уничтожаются. Поэтому окончательное решение уравнения (1) имеет вид

$$E(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} \delta_n(x) \cos \frac{n\pi y}{b}. \quad (4)$$

Приложение 2. Предел выражения $\frac{b^2}{n^2\pi^2} [(-1)^n - 1]$ можно найти из таких соображений:

$$(-1)^n = \cos n\pi \quad [\text{Л. 3, с. 48}];$$

$$- [1 - (-1)^n] = - (1 - \cos n\pi) = - 2 \sin^2 \frac{n\pi}{2};$$

$$\lim_{n \rightarrow 0} \frac{n\pi}{2} = \frac{n\pi}{2};$$

$$\lim_{n \rightarrow 0} \frac{b^2}{n^2\pi^2} [(-1)^n - 1] =$$

$$= - \lim_{n \rightarrow 0} \frac{b^2 2 \sin^2 \left(\frac{n\pi}{2} \right)}{n^2\pi^2} = - \frac{\frac{n^2\pi^2}{4} 2b^2}{n^2\pi^2} = - \frac{b^2}{2}.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Dietrich W. Berechnung der Wirkverluste von Transformatoren — wicklungen unter Berücksichtigung des tatsächlichen Streufeldverlaufes. — Archiv für Elektrotechnik, 1961; Bd 46, S. 202—222.
2. Васютинский С. Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. Л.: Энергия, 1970.
3. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Изд-во физ.-мат. лит-ры, 1963.
4. Намитоков К. К., Волосов В. Е., Буянова О. Б. Экспериментальные исследования полей рассеяния трансформаторов. Деп. Информэлектро. — РЖ Электротехника, реф. 12И1223-73.

[29.4.1977]

УДК 621.373.5

Оптимизация режимов перемагничивания в магнитных генераторах импульсов

ПОЛЯКОВ Н. П., ЯРУШКИН Ю. П.

Томский политехнический институт

Магнитные генераторы импульсов (МГИ), состоящие в основном из конденсаторов и дросселей (трансформаторов) с ферромагнитными сердечниками, обладают такими важными достоинствами, как высокая надежность, высокий к. п. д., практически мгновенная готовность к действию, возможность формирования импульсов большой мощности. Эти достоинства делают перспективным применение МГИ в радиолокации, для возбуждения ускорителей и т. п. Наибольший интерес представляют магнитно-тиристорные генераторы импульсов, которые могут работать как в режиме внешней синхронизации, так и формировать импульсы, следующие с заданной частотой. В [Л. 1 и 2] приведен достаточно подробный анализ МГИ, однако межуимпульсные процессы перемагничивания тираторов, ограничивающие максимальную частоту следования импульсов, в литературе освещены недостаточно, отсутствуют также обоснованные критерии выбора оптимального тока перемагничивания, не так много, что тираторы не смогут перемагнититься, и не так большого, что в тираторах запасается вредная энергия, которую необходимо гасить. Кроме того, не учитывается влияние намагничивающих токов на работу генератора, что не всегда допустимо.

В настоящей статье сделана попытка восполнить этот пробел. Следует заметить, что указанные вопросы имеют особенно большое значение для мощных МГИ, для которых гашение нестационарных явлений и отвод тепла при демпфировании избыточной энергии перемагничивания является сложной задачей.

Межуимпульсные процессы. Необходимым условием работы любого МГИ в асимметричном режиме является перемагничивание тираторов в паузе между импульсами. Рассмотрим чаще встречающееся на практике перемагничивание от источника постоянного тока. При этом будем считать, что энергия перемагничивания вводится только в первое звено сжатия. Наибольший практический интерес представляют МГИ, имеющие импульсный трансформатор, который либо входит в состав первого звена типа Б (рис. 1), либо нагру-

жен на звено типа А (конденсатор C_1 закорочен). При условии $C_1 = C_2 = \dots = C_n = C$ диаграмма напряжения на конденсаторе первого звена будет иметь вид, показанный на рис. 2. Здесь t_1 — время заряда; t_b — время задержки насыщения дросселя первого звена, необходимое для восстановления вентильных свойств ключа K ; t_2 — время разряда конденсатора первого звена на конденсатор следующего звена сжатия; t_{n1} — время формирования первого перемагничивающего импульса; t_{n2} — время затухания колебательных процессов перемагничивания; T — период следования импульсов.

Появление затухающих колебаний обусловлено тем, что амплитуда напряжения первого импульса обратного перемагничивания в несколько раз меньше амплитуды рабочего импульса, поэтому после разряда конденсатора C_2 на C_3 при обратном перемагничивании (МГИ без звена Б) часть сердечника L_1 намагничивается в рабочем направлении. Это приводит к тому, что перемагничивающий ток опять начинает заряжать конденсатор C_2 , образуя на нем второй импульс обратного перемагничивания. Вслед за вторым образуются последующие импульсы, амплитуда которых уменьшается по сравнению с амплитудой предыдущих импульсов примерно в K раз [Л. 1], где K — коэффициент сжатия первого звена.

Для обеспечения нормальной работы МГИ режим перемагничивания должен отвечать следующим требованиям.

1. Энергия перемагничивающего импульса должна быть достаточной для перемагничивания сердечников всех дросселей магнитного генератора.

2. Процессы перемагничивания должны заканчиваться к моменту формирования следующего рабочего импульса.

Как известно, энергия на перемагничивание сердечников находится по формуле

$$W_2 = V_2 \Delta B H_c, \quad (1)$$

где V_{Σ} — суммарный объем всех сердечников; ΔB — изменение индукции сердечников при перемагничивании; H_c — коэрцитивная сила.

Для обеспечения первого требования необходимо выполнить условие

$$\frac{U_{nm}^2 C}{2} \geq W_{\Sigma}, \quad (2)$$

где U_{nm} — максимальное перемагничивающее напряжение.

Поскольку напряжение перемагничивания изменяется по закону:

$$U_n(t) = \frac{I_n t}{C}, \quad (3)$$

где $I_n = \text{const}$ — ток перемагничивания, приведенный ко вторичной обмотке, а изменение индукции при перемагничивании

$$\Delta B = \frac{\int_0^{t_{nm}} U_n(t) dt}{S_1 N_1} \quad (4)$$

(S_1 — площадь сечения сердечника дросселя L_1 ; N_1 — число витков дросселя), то из формул (1)–(4) можно получить выражение первого требования к режиму перемагничивания:

$$I_n \geq \frac{V_{\Sigma} H_c}{S_1 N_1}. \quad (5)$$

В случае $I_n > V_{\Sigma} H_c / S_1 N_1$ образуется избыток перемагничивающей энергии, который необходимо рассеивать либо в нагрузке, либо в специальных демпфирующих цепях.

При оптимальном же значении тока ($I_n = V_{\Sigma} H_c / S_1 N_1$) энергия перемагничивания будет полностью рассеиваться в сердечниках и необходимость в специальных демпфирующих цепях отпадает.

Рассмотрим второе требование к режимам перемагничивания. Наличие трансформатора в МГИ обуславливает для установившегося режима выполнение условия:

$$\int_0^T U_n(t) dt = 0,$$

где $U_n(t)$ — напряжение на нагрузке.

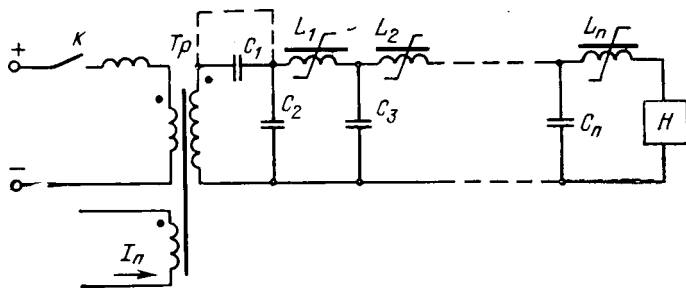


Рис. 1.

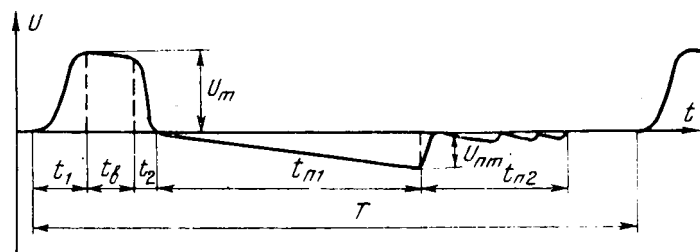


Рис. 2.

При симметричной нагрузке (т. е. вольт-амперная характеристика не зависит от полярности напряжения) выполнение этого условия для МГИ, не содержащих звеньев типа Б, возможно либо при одном перемагничивающем импульсе, амплитуда которого равна амплитуде рабочего импульса, либо при нескольких перемагничивающих импульсах малой амплитуды, так как в противном случае на нагрузке и, следовательно, на трансформаторе появляется постоянная составляющая напряжения, что приводит к насыщению трансформатора и нарушению работы генератора. Таким образом, в МГИ, не содержащих звеньев типа Б, затухающие колебания являются необходимыми для обеспечения нормального режима работы генератора, т. е. второе требование к режимам перемагничивания должно иметь вид:

$$T \geq t' + t_{n1} + t_{n2}, \quad (6)$$

где $t' = t_1 + t_n + t_2$.

В генераторах же со звеном типа Б как при формировании рабочего, так и перемагничивающего импульса через нагрузку в обратном направлении протекают токи заряда конденсатора. Таким образом обеспечивается отсутствие постоянной составляющей на нагрузке и трансформаторе независимо от соотношения амплитуд напряжения рабочего и перемагничивающего импульсов и числа перемагничивающих импульсов. Поэтому в генераторах со звеном типа Б достаточно выполнить условие:

$$T \geq t' + t_{n1},$$

т. е. будем считать в дальнейшем для таких генераторов $t_{n2} = 0$. Введем относительную величину \bar{t}_n , определяемую по формуле

$$\bar{t}_n = \frac{t' + t_{n1} + t_{n2}}{t_{n1}}. \quad (7)$$

Тогда уравнение (6) можно представить как

$$T \geq t_{n1} \bar{t}_n. \quad (8a)$$

Из формул (3), (4) и (6) можно получить:

$$I_n \geq \frac{2U_m C \left(\frac{t_1}{2} + t_b \right) \bar{t}_n^2}{T^2}, \quad (8)$$

где U_m — амплитуда рабочего импульса.

Формула (8) выражает второе требование к режиму перемагничивания. Учитывая известную формулу [Л. 1]

$$V_{\Sigma} = \frac{n\pi^2 \mu_0 \mu_n}{4\Delta B^2} W K_{\Sigma}^{2/n}, \quad (9)$$

где n — число звеньев магнитного генератора; μ_n — относительная магнитная проницаемость сердечника в насыщенном состоянии; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; K_{Σ} — суммарный коэффициент сжатия генератора; W — энергия рабочего импульса, можно из (8) и (5) получить условие к режимам перемагничивания МГИ в виде

$$f \leq \frac{V \bar{n} V F K_{\Sigma}^{1/n}}{V \bar{t}_n \left(\frac{t_1}{2} + t_b \right)}, \quad (10)$$

где $F = \frac{\pi^2 \mu_0 \mu_n H_c}{16\Delta B}$; f — частота следования импульсов.

Оценим максимально возможную частоту. Коэффициент F определяется параметрами используемых магнитных материалов и для лучших современных материалов равен $(1-2) \cdot 10^{-4}$.

Значение \bar{t}_n для генераторов со звеном типа Б может быть найдено по формуле (7): оно обычно равно 1–1,5. Для генераторов без звена Б можно принять $2 \leq \bar{t}_n \leq 3$, хотя \bar{t}_n существенно зависит от потерь во всех звеньях генератора. Значение t_b определяется временем восстановления вентиляционных свойств ключевого элемента, а t_1 — динамическими параметрами ключа: допустимыми амплитудой тока и скоростью нарастания прямого тока. Например, для современных мощных тиристорных минимальное значение $(t_1/2 + t_b)$ равно 30–50 мкс. Суммарный коэффициент сжатия K_{Σ} обусловлен не-

обходимой длительностью импульса в нагрузке. Таким образом, максимальная частота следования импульсов в МГИ, работающих в режиме без демпфирования избыточной энергии

перемагничивания, определяется в основном параметрами используемого ключа ($t_1/2 + t_b$) и выбором числа звеньев n . Пример зависимости максимальной частоты от длительности импульса в нагрузке при оптимальном числе звеньев $n = n_{\text{опт}}$ ($n_{\text{опт}} = 2 \ln K_\Sigma$) [Л. 2] показан на рис. 3. Из рис. 3 видно, что при режиме работы без демпфирования избыточной энергии максимально возможная частота генератора сравнительно невысока. Анализ формулы (10) показывает, что некоторого увеличения частоты можно добиться выбором числа звеньев меньше, чем $n_{\text{опт}}$, однако при этом возрастает суммарный объем сердечников.

Особенности работы МГИ с первым звеном типа Б. При анализе работы МГИ в [Л. 1 и 2] предполагалось, что токи через ненасыщенные дроссели не оказывают заметного влияния на работу схемы. Однако это предположение, допустимое для МГИ без звеньев типа Б, для генераторов, имеющих в своем составе звенья типа Б, не всегда справедливо. Действительно, за время восстановления тиристора t_b ток перемагничивания I_n заряжает конденсатор C_2 , так как дроссель L_1 при этом не насыщен и его ток, соответствующий коэрцитивной силе, может быть меньше, чем I_n . Это вызывает появление «пьедастала», который уменьшает время переключения дросселя L_1 и может привести к нарушению работы генератора. Для предотвращения этого явления необходимо выполнить условие:

$$I_n \leq I_{02}, \quad (11)$$

где $I_{02} = H_c l_2 / N_2$ — ток, соответствующий коэрцитивной силе второго дросселя (l_2 — средняя длина силовой магнитной линии).

Из последнего неравенства с учетом (5) получим:

$$\frac{U_\Sigma N_2}{S_1 l_2 N_1} \leq 1. \quad (12)$$

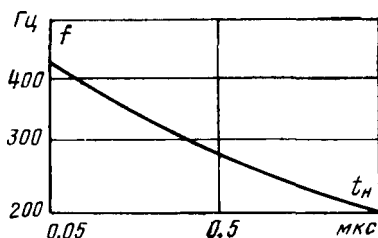


Рис. 3.

При равенстве коэффициентов сжатия всех звеньев генератора

$$S_1 l_2 = S l = V, \text{ а } N_1 / N_2 = K,$$

где V — объем стали сердечника, а K — коэффициент сжатия одного звена.

Учитывая, что $K = K_\Sigma^{1/n}$, можно представить неравенство (12) в виде

$$\frac{n}{K_\Sigma^{1/n}} \leq 1. \quad (13)$$

Таким образом, при проектировании генераторов с первым звеном типа Б необходимо выбирать число звеньев значительно меньше оптимального.

Возможности увеличения частоты мощных МГИ. В рассмотренных выше случаях перемагничивание вводилось в первое звено сжатия и энергия перемагничивания полностью рассеивалась в сердечниках, т. е. отсутствовали цепи демпфирования избыточной энергии. При таких условиях, как видно из приведенных графиков и формул, максимально возможная частота невелика. Для того чтобы получить более высокую частоту, нужно, очевидно, уменьшать время перемагничивания, что может быть достигнуто увеличением тока перемагничивания и применением специальных демпфирующих цепей. Рассмотрим возможность использования такого режима для обоих вариантов схем МГИ.

В МГИ без звена типа Б увеличение тока перемагничивания уменьшает время перемагничивания t_{n1} , однако при этом увеличивается амплитуда и число циклов затухающих колебаний перемагничивания, что приводит к увеличению времени полного затухания t_{n2} . В итоге общее время ($t_{n1} + t_{n2}$), определяющее максимально возможную частоту, изменяется незначительно. Таким образом, в схемах МГИ без звена типа Б добиться заметного увеличения частоты путем увеличения тока перемагничивания невозможно.

В МГИ со звеном типа Б для увеличения частоты необходимо преодолеть ограничение (11). Для этого можно ввести дополнительную обмотку перемагничивания в дроссель второго звена. При этом ограничение (11) заменяется условием:

$$I_n \leq I_{03}, \quad (14)$$

где I_{03} — ток, соответствующий коэрцитивной силе дросселя третьего звена, а условие (13) принимает вид:

$$n / K_\Sigma^{2/n} \leq 1. \quad (15)$$

При введении такого (двухзвенного) перемагничивания увеличение частоты можно найти, если подставить условия (13) и (15) в формулу (10). При этом получим:

$$f_2 = \sqrt{K} f_1, \quad (16)$$

где f_2 — максимальная частота при двухзвенном перемагничивании; f_1 — максимальная частота при однозвенном перемагничивании, найденная по формуле (10).

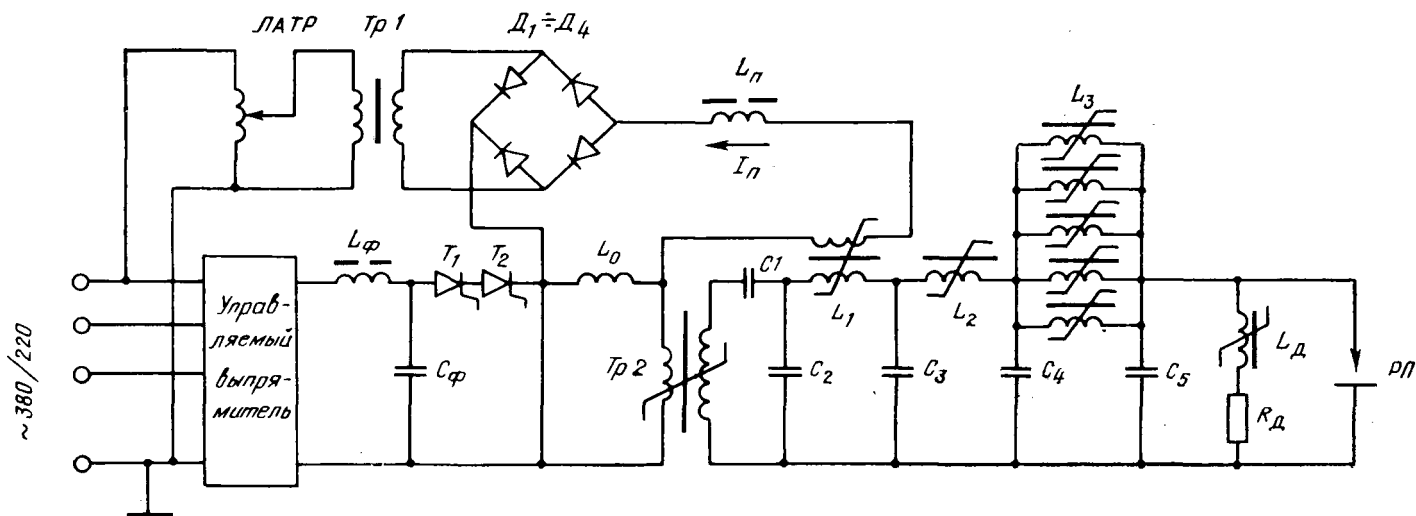


Рис. 4.

Полученные выше аналитические выражения подтверждены экспериментально. Был спроектирован мощный МГИ с импульсной мощностью около 25 МВт при средней мощности 10 кВт. Генератор формирует на конденсаторе емкостью $8 \cdot 10^{-9}$ Ф импульсы длительностью 1 мкс с фронтом 0,4 мкс при амплитуде напряжения до 50 кВ. В качестве ключа используются два последовательно включенных тиристора ТЧИ-100. Дроссели звеньев сжатия выполнены на сердечниках ОЛ 128/80-20 из пермаллоевой ленты 50 НП толщиной 20 мкм. Для улучшения условий охлаждения конструкция обмоток выполнена «открытой», т. е. провод уложен на текстолитовые шайбы, закрепленные на торцевых поверхностях сердечников. Первые два насыщающихся дросселя и импульсный трансформатор содержит по шесть сердечников, охваченных одной общей обмоткой, а последнее звено состоит из пяти параллельно включенных дросселей, каждый из которых выполнен на двух сердечниках. Такое построение последнего звена сжатия необходимо для уменьшения суммарной паразитной индуктивности последнего звена и увеличения числа витков обмоток дросселей, что способствует более равномерному намагничиванию сердечников [Л. 1].

В генераторе использованы последовательно-параллельно включенные конденсаторы КВИ-3-2200 пФ—10 кВ. Для демпфирования избыточной энергии перемагничивания параллельно нагрузке включена цепь R_d-L_d . Эксперименты показали, что

максимальная частота спроектированного генератора, не содержащего звеньев типа Б, составляет 780 Гц, применение же первого звена типа Б и двухзвенного перемагничивания позволило увеличить частоту до 1050 Гц, т. е. примерно в 1,4 раза. Принципиальная схема генератора показана на рис. 4.

Выводы. 1. Максимально возможная частота следования импульсов в МГИ без демпфирующих цепей определяется, главным образом, динамическими параметрами ключа (временем восстановления, допустимой амплитудой и скоростью нарастания прямого тока) и числом звеньев сжатия.

2. В генераторах со звеном типа Б необходимо учитывать влияние намагничивающих токов. Для увеличения частоты необходимо применять двухзвенное перемагничивание.

3. Максимальная частота следования импульсов в МГИ со звеном типа Б по сравнению с МГИ без звеньев типа Б может быть увеличена раза в 1,5 за счет уменьшения времени затухания междимпульсных колебаний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Магнитные генераторы импульсов/ Меерович Л. А., Ватин И. М., Зайцев Э. Ф., Кандыкин В. М. М.: Советское радио, 1968.

2. Гарбер И. С. Магнитные импульсные модуляторы. М.: Советское радио, 1964.

[13.2.1978]



УДК 621.318.2.013.001.24

Расчет сложных осесимметричных систем с постоянными магнитами методом вторичных источников

Инж. ИЛЬЧЕНКО А. В.

Кривой Рог

В настоящее время еще не решена проблема расчета осесимметричных систем с постоянными магнитами с учетом основных особенностей гистерезисной среды — векторного, нелинейного и анизотропного характера зависимости вектора намагниченности \vec{J} от напряженности магнитного поля \vec{H} , «предыстории» намагничивания и т. д.

В статье предложен численный метод расчета сложных осесимметричных систем с постоянными магнитами с учетом характерных особенностей гистерезиса, ориентированный на применение современных ЦВМ. Предлагаемый способ расчета является развитием метода вторичных источников (интегральных уравнений) [Л. 1], дополняя его возможностью учета векторного гистерезиса.

Предположим, что область V_i с границей S_i заполнена магнитно-жестким веществом и находится под воздействием произвольного осесимметричного внешнего поля $\vec{H}_в$. Согласно методу вторичных источников [Л. 1] заменим расчет реальной системы расчетом поля в пустоте таким образом, чтобы поле вектора магнитной индукции \vec{B} осталось неизменным во всех точках пространства. Известно, что для этого необходимо ввести объемные и поверхностные связанные токи.

Для выполнения краевого условия — равенства касательных составляющих напряженности магнитного поля \vec{H} — на границе S введем простой слой связанных токов с плотностью σ (второе краевое условие — равенство нормальных составляющих индукции \vec{B} — при этом выполняется автоматически). Представим намагниченность среды в произвольной точке $Q \in V_i$ в виде

$$\vec{J}_i(Q) = \dot{\chi}_i(Q) \vec{H}_i(Q), \quad (1)$$

где $\dot{\chi}_i(Q)$ — тензор магнитной восприимчивости.

В общем случае

$$\dot{\chi}_i(Q) = \chi_i(Q) T_i(Q), \quad (2)$$

где $\chi_i(Q) = J(Q)/H(Q)$; $T_i(Q)$ — тензор поворота вектора \vec{J} по отношению к вектору напряженности поля \vec{H} .

Запишем теперь выражение для магнитной индукции в объеме постоянного магнита:

$$\vec{B}_i(Q) = \mu_0 (\vec{H}_i(Q) + \vec{J}_i(Q)), \quad (3)$$

которое с учетом (2) имеет вид:

$$\vec{B}_i(Q) = \mu_0 [1 + \dot{\chi}_i(Q)] \vec{H}_i(Q) \quad (4)$$

или

$$\vec{H}_i(Q) = [1 + \dot{\chi}_i(Q)]^{-1} \vec{B}_i(Q). \quad (5)$$

В силу (5) краевое условие $H_{et} = H_{it}$ эквивалентно следующему выражению:

$$\frac{\vec{B}_{et}(Q)}{\mu_0} = \frac{1}{\mu_0} \{ [1 + \dot{\chi}_i(Q)]^{-1} \vec{B}_i(Q) \}_{it}, \quad (6)$$

где $\vec{B}_e(Q)$ и $\vec{B}_i(Q)$ — предельные значения вектора индукции в точке $Q \in S$ в воздухе и в гистерезисной среде соответственно.

Последнее выражение целесообразно переписать следующим образом:

$$B_{et}(Q) = \{ [1 + \dot{\alpha}(Q)] \vec{B}_i(Q) \}_{it}, \quad (7)$$

где

$$\dot{\alpha}(Q) = -\dot{\chi}(Q) [1 + \dot{\chi}(Q)]^{-1}.$$

Выразим предельные значения индукций $\vec{B}_e(Q)$ и $\vec{B}_i(Q)$ для $Q \in S$ через связанные токи и внешние источники [Л. 1]:

$$\left. \begin{aligned} \vec{B}_e(Q) &= \vec{B}_0(Q) + \frac{\mu_0 \sigma(Q)}{2} \vec{\tau}_Q; \\ \vec{B}_i(Q) &= \vec{B}_0(Q) - \frac{\mu_0 \sigma(Q)}{2} \vec{\tau}_Q. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Здесь $\vec{\tau}_Q$ — единичный вектор касательной к поверхности в точке Q , совпадающий по направлению с вектором $-\vec{n}_Q \times \text{rot} \vec{J}(Q)$; \vec{n}_Q — направление внешней нормали к поверхности S в точке Q :

$$\vec{B}_0(Q) = \vec{B}_v(Q) + \vec{B}(Q), \quad (9)$$

где \vec{B}_v — составляющая индукции, создаваемая внешними источниками поля; $\vec{B}(Q)$ — индукция, создаваемая всеми фиктивными токами, кроме того $\sigma(Q) dS_Q$ бесконечно малой площадки dS_Q .

Если внешнее поле создается токами проводимости плотностью $\vec{\delta}$, распределенными в объеме V_k сечением S_k , то

$$\begin{aligned} \vec{B}_v(Q) &= \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ \vec{e}_\rho \int_{S_k} \delta(N) \frac{z_Q - z_N}{\rho_Q \sqrt{(\rho_Q + \rho_N)^2 + (z_Q - z_N)^2}} \times \right. \\ &\times \left[E \frac{\rho_Q^2 + \rho_N^2 + (z_Q - z_N)^2}{(\rho_Q - \rho_N)^2 + (z_Q - z_N)^2} - K \right] dS_N + \\ &+ \vec{e}_z \int_{S_k} \delta(N) \frac{1}{\sqrt{(\rho_Q + \rho_N)^2 + (z_Q - z_N)^2}} \times \\ &\times \left[E \frac{\rho_N^2 - \rho_Q^2 - (z_Q - z_N)^2}{(\rho_Q - \rho_N)^2 + (z_Q - z_N)^2} + K \right] dS_N \Big\}, \quad (10) \end{aligned}$$

где K и E — полные эллиптические интегралы соответственно 1-го и 2-го рода модуля k :

$$k^2 = \frac{4\rho_Q \rho_N}{(\rho_Q + \rho_N)^2 + (z_Q - z_N)^2};$$

ρ_Q, ρ_N, z_Q, z_N — цилиндрические координаты точек Q и N ; \vec{e}_ρ, \vec{e}_z — единичные орты.

Для индукции

$$\vec{B}(Q) = \vec{e}_\rho B_\rho(Q) + \vec{e}_z B_z(Q), \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} B_\rho(Q) &= \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{S_i} P(M) \frac{z_Q - z_M}{\rho_Q \sqrt{(\rho_Q + \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ &\times \left[E \frac{\rho_Q^2 + \rho_M^2 + (z_Q - z_M)^2}{(\rho_Q - \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} - K \right] dS_M + \\ &+ \frac{\mu_0}{2\pi} \oint_L \sigma(M) \frac{z_Q - z_M}{\rho_Q \sqrt{(\rho_Q + \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ &\times \left[E \frac{\rho_Q^2 + \rho_M^2 + (z_Q - z_M)^2}{(\rho_Q - \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} - K \right] dl_M; \\ B_z(Q) &= \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{S_i} P(M) \frac{1}{\sqrt{(\rho_Q + \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ &\times \left[E \frac{\rho_M^2 - \rho_Q^2 - (z_Q - z_M)^2}{(\rho_Q - \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} + K \right] dS_M + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ \frac{\mu_0}{2\pi} \oint_L \sigma(M) \frac{1}{\sqrt{(\rho_Q + \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ &\times \left[E \frac{\rho_M^2 - \rho_Q^2 - (z_Q - z_M)^2}{(\rho_Q - \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} + K \right] dl_M. \end{aligned}$$

Здесь $P(M)$ — плотность объемных фиктивных токов в объеме V_i ; L — контур сечения S .

Запишем условие (7) с учетом (8) в виде

$$\left[\vec{B}_0(Q) + \frac{\mu_0 \sigma(Q)}{2} \vec{\tau}_Q \right]_t = \left\{ [1 + \alpha(Q)] \left[\vec{B}_0(Q) - \frac{\mu_0 \sigma(Q)}{2} \vec{\tau}_Q \right] \right\}_t, \quad (12)$$

или

$$\sigma(Q) = \frac{1}{\mu_0} [\dot{\alpha}(Q) \vec{B}(Q)]_t - \frac{\sigma(Q)}{2} [\alpha(Q) \vec{\tau}_Q]_t. \quad (13)$$

Записав тензор $\dot{\alpha}(Q)$ в виде

$$\dot{\alpha}(Q) = \alpha(Q) T_\alpha(Q),$$

преобразуем уравнение (13), которое неустойчиво даже при малых значениях $\alpha(Q)$, прибавлением к его обеим частям слагаемого $\sigma(Q) \alpha(Q)$:

$$\begin{aligned} 2\sigma(Q) + \sigma(Q) \alpha(Q) &= \frac{2}{\mu_0} [\dot{\alpha}(Q) \vec{B}_0(Q)]_t - \sigma(Q) [\dot{\alpha}(Q) \vec{\tau}_Q]_t + \\ &+ \sigma(Q) \alpha(Q). \end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned} \sigma(Q) &= 2 \frac{\lambda(Q)}{\mu_0} [T_\alpha(Q) \vec{B}_0(Q)]_t + \\ &+ [\lambda(Q) \sigma(Q) \{1 - [T_\alpha(Q) \vec{\tau}_Q]_t\}], \quad (14) \end{aligned}$$

где

$$\lambda(Q) = \frac{\alpha(Q)}{2 + \alpha(Q)} \leq 1.$$

Уравнение для определения связанных объемных токов можно получить следующим образом из равенства (3):

$$\text{rot} \vec{B}_i(Q) = \mu_0 [\text{rot} \vec{H}_i(Q) + \text{rot} \vec{J}_i(Q)]. \quad (15)$$

Здесь $\text{rot} \vec{H}_i(Q) = 0$, так как в объеме V_i токи проводимости отсутствуют. Тогда

$$\text{rot} \vec{B}_i(Q) = \mu_0 \text{rot} \vec{J}_i(Q)$$

или

$$\vec{P}(Q) = \text{rot} \vec{J}_i(Q). \quad (16)$$

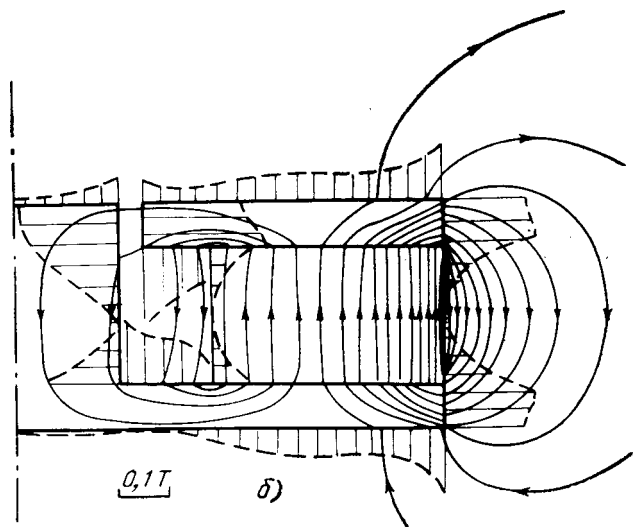
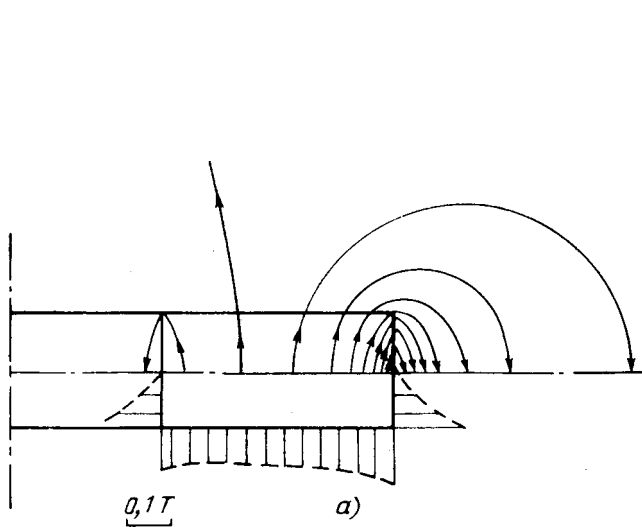
По известным связанным токам напряженность магнитного поля в объеме постоянного магнита определяется следующей формулой:

$$\vec{H}_i(Q) = \frac{\vec{B}_0(Q)}{\mu_0} - \vec{J}_i(Q). \quad (17)$$

Уравнения (14) и (16) образуют полную систему интегро-дифференциальных уравнений, решением которой является распределение фиктивных поверхностных и объемных токов, определяющих совместно с первичными источниками поле вектора индукции \vec{B} в любой точке пространства. Следует отметить, что в систему интегро-дифференциальных уравнений

входит также и вектор намагниченности \vec{J} , распределение которого в объеме V_i получаем также в результате решения системы уравнений (14) и (16).

Система уравнений (14) и (16) является общей системой интегро-дифференциальных уравнений магнитостатики осесимметричных систем. Из нее легко получаются уравнения для частных случаев. Например, в линейном случае для $\chi_i(Q) =$



Картина поля и распределения модуля нормальной составляющей магнитной индукции на поверхности постоянного магнита (а) и магнитной системы громкоговорителя (б).

$=\kappa_i = \text{const}$ получаем известное линейное интегральное уравнение [Л. 1]:

$$\sigma(Q) + \frac{\lambda_1}{\pi} \oint_L \frac{\sigma(M)}{\sqrt{(\rho_Q + \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ \times \left\{ \frac{(z_Q - z_M) \cos(\vec{\tau}, \vec{e}_\rho)}{\rho_Q} \left[K - \frac{\rho_Q^2 + \rho_M^2 + (z_Q - z_M)^2}{(\rho_Q - \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} E \right] - \right. \\ \left. - \cos(\vec{\tau}, \vec{e}_z) \left[K + \frac{\rho_Q^2 - \rho_M^2 - (z_Q - z_M)^2}{(\rho_Q - \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} E \right] \right\} dL_M = F_1(Q),$$

где

$$F_1(Q) = -\frac{\lambda_1}{\pi} \int_{S_k} \frac{\delta(M)}{\sqrt{(\rho_Q + \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2}} \times \\ \times \left\{ \frac{(z_Q - z_M) \cos(\vec{\tau}, \vec{e}_\rho)}{\rho_Q} \left[K - \frac{\rho_Q^2 + \rho_M^2 + (z_Q - z_M)^2}{(\rho_Q - \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} E \right] - \right. \\ \left. - \cos(\vec{\tau}, \vec{e}_z) \left[K + \frac{\rho_Q^2 - \rho_M^2 - (z_Q - z_M)^2}{(\rho_Q - \rho_M)^2 + (z_Q - z_M)^2} E \right] \right\} dS_M; \\ \lambda_1 = \frac{\kappa_i}{\kappa_i + 2}.$$

Систему уравнений (14) и (16) можно решать методом блочной итерации. Для повышения устойчивости процесса решения учтем интегральные свойства вторичных источников [Л. 1]:

$$\oint_L \rho_M \sigma(M) dL_M + \int_{S_i} \rho_M P(M) dS_M = 0,$$

тогда

$$\sigma(Q) = 2 \frac{\lambda(Q)}{\mu_0} \left\{ [T_\alpha(Q) \vec{B}_0(Q)]_t + \right. \\ \left. + \frac{1}{L + \oint_L \rho_M dL_M + \int_{S_i} \rho_M dS_M} \left[\oint_L \rho_M \sigma(M) dL_M + \right. \right. \\ \left. \left. + \int_{S_i} \rho_M P(M) dS_M \right] \right\} + \lambda(Q) \sigma(Q) [1 - \text{Re } T_\alpha(Q)], \quad (18)$$

$$\vec{P}(Q) = \text{rot} \left\{ \kappa_i(Q) \left[\frac{\vec{B}_0(Q)}{\mu_0} - \vec{J}_i(Q) \right] \right\}.$$

При решении системы (18) методом последовательных приближений наблюдаются колебания процесса итераций в области больших значений дифференциальной восприимчивости. В этом случае итерации можно проводить по схеме:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{i+1} &= \sigma_i + \gamma (\sigma_{i+1}^* - \sigma_i), \\ P_{i+1} &= P_i + \gamma (P_{i+1}^* - P_i), \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где σ_{i+1}^* и P_{i+1}^* — значения связанных токов, вычисленных по уравнениям системы (18); параметр γ подбирается экспериментально.

В качестве примера применения предложенного метода рассчитаны реальный осесимметричный постоянный магнит и магнитная система громкоговорителя при условии, что объем с гистерезисным материалом был предварительно намагничен до насыщения в вертикальном направлении. Материал постоянных магнитов — сплав 2БА.

На рисунке, а приведена картина силовых линий поля осесимметричного постоянного магнита и распределение модуля магнитной индукции на поверхности магнита. Аналогичные результаты расчета для магнитной системы громкоговорителя показаны на рисунке, б.

При расчете использовалась плоская математическая модель векторного гистерезиса [Л. 2]. По модели на каждом шаге приближений определялись значения $\kappa(Q)$, входящие в систему уравнений (18). Параметры модели сплава 2БА: намагниченность насыщения $J_s = 0,35$ Т; напряженность поля анизотропии $H_A = 420$ кА/м; среднеквадратичное отклонение «легких» осей частиц, распределенных по нормальному закону, $\sigma_\alpha = 15^\circ$; соответственно для поля анизотропии $\sigma_{H_A} = 21$ кА/м.

При расчете осесимметричного магнита его сечение разбивалось на 50 элементарных ячеек и контура — на 30. Для динамика параметры дискретизации были следующие: 60 элементарных ячеек и 108 точек на поверхности системы. Время решения на ЦВМ БЭСМ-4М (15 итераций): для осесимметричного магнита 2 ч, для громкоговорителя 3 ч.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тозони О. Расчет электромагнитных полей на вычислительных машинах. Киев: Техніка, 1967.
2. Толмачев С. Т., Ильченко А. В. О способах учета магнитных свойств гистерезисных материалов. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1977, № 3.

[1.7.1977]

Способ анализа температурных зависимостей параметров электротехнических устройств в диапазоне температур одного знака

Канд. техн. наук ЕСЕНИН В. В.

г. Истра

Несмотря на значительные успехи в области теоретических исследований по термокомпенсации электротехнических устройств в настоящее время еще ощущается большая потребность в практических методах [Л. 1—5].

Термостабилизация устройств обычно связана с большим объемом экспериментальных и вычислительных работ [Л. 1, 2]. Из-за относительной простоты на практике получили широкое распространение способы частичной термостабилизации устройств [Л. 1—5].

Предлагаемый способ применим для частичной термостабилизации только тех устройств, у которых зависимость стабилизируемых параметров от температуры может быть представлена с помощью трех членов степенного ряда и с учетом допущений, принятых при анализе эталонной функции. При частичной термокомпенсации устройств предлагаемый способ позволяет существенно сократить объем экспериментальных и вычислительных работ.

Для анализа температурных зависимостей выходных параметров устройств принята эталонная функция в виде многочлена второй степени

$$A(\Theta) = A(0) + B\Theta + M\Theta^2, \quad (1)$$

где Θ — приращение температуры; $A(\Theta)$ — эталонная функция, описывающая температурную зависимость выходного параметра устройства; $A(0)$ — значение эталонной функции при нормальной температуре; B , M — коэффициенты.

Значения $A(\Theta)$, B , M зависят от параметров элементов и их температурных коэффициентов (TK). Значения TK элементов приняты постоянными. Принятое допущение справедливо для ряда устройств, поскольку большинство электро-радиоэлементов в области климатических температур имеют зависимости параметров от температуры, близкие к линейным [Л. 1—5].

Проанализируем эталонную функцию (1) в диапазоне температур одного знака с целью получения расчетных соотношений. Варьируется только TK (α_k) компенсирующего элемента, причем с изменением α_k эталонная функция может иметь отклонение, равное нулю при любом значении Θ заданного интервала приращений температур. Принятые допущения справедливы для ряда устройств [Л. 1, 2, 4].

Целью анализа являются:

определение необходимых условий для заданного соотношения положительных и отрицательных отклонений эталонной функции в заданном интервале температур;

определение необходимых условий для минимальных отклонений эталонной функции в заданном интервале температур.

Выражение для приращения эталонной функции от температуры имеет вид (рис. 1):

$$\Delta A(\Theta) = B\Theta + M\Theta^2, \quad (2)$$

т. е. $\Delta A(\Theta)$ содержит линейную и квадратичную составляющие. В общем случае коэффициенты B и M могут иметь различные значения. Для анализа температурных зависимостей устройств представляет интерес эталонная функция с коэффициентами

$$B > 0, M < 0 \quad (3)$$

или

$$B < 0, M > 0, \quad (4)$$

поскольку в устройствах с термокомпенсацией всегда имеются элементы с противоположными знаками TK . Тогда выражение (2) с учетом (3) примет вид:

$$\Delta A(\Theta) = B\Theta - M\Theta^2. \quad (5)$$

Определим для интервала приращений температур $(0, \Theta_3)$ необходимые условия, удовлетворяющие заданному соотношению положительных и отрицательных отклонений эталонной функции, т. е.

$$n = - \frac{\Delta A(\Theta_1)}{\Delta A(\Theta_3)}, \quad (6)$$

где Θ_1 — значение приращения температуры, при котором функция $\Delta A(\Theta)$ имеет экстремум.

Учитывая, что $\Delta A(\Theta)$ в интервале $(0, \Theta_3)$ принимает при Θ_2 нулевое значение, из выражений

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \Delta A(\Theta)}{\partial \Theta} (\Theta = \Theta_1) &= 0; \\ \Delta A(\Theta = \Theta_2) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

найдем

$$\left. \begin{aligned} \Theta_1 &= \frac{B}{2M}; \\ \Theta_2 &= \frac{B}{M}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

т. е. $\Theta_2 = 2\Theta_1$.

С учетом (8) из соотношения

$$\Delta A(\Theta_1) + n\Delta A(\Theta_3) = 0$$

определяем

$$\Theta_2 = 2\Theta_3 (\sqrt{n^2 - n} + n) \quad (9)$$

и

$$\Theta_2 = 2\Theta_3 (-\sqrt{n^2 - n} + n), \quad (9a)$$

где $-\infty < n \leq 0$.

Рассмотрим только выражение (9), поскольку соотношение (9a) справедливо для эталонной функции в диапазоне температур разных знаков, т. е. когда Θ_2 и Θ_3 имеют разные знаки, и его анализ выходит за рамки поставленной задачи.

Для $n=0$ получаем $\Theta_2=0$; при $n \rightarrow -\infty$ $\Theta_2 \rightarrow \Theta_3$.

Следовательно, необходимым условием, удовлетворяющим заданному соотношению (6) отклонений эталонной функции, является выполнение (9).

Для термокомпенсации устройств наибольший практический интерес представляет выражение (9) при $n=-1$, т. е.

$$\Theta_2 = 2(\sqrt{2}-1)\Theta_3. \quad (10)$$

В данном случае эталонная функция имеет равномерные отклонения в интервале $(0, \Theta_3)$. Можно показать, что эталонная функция, удовлетворяющая соотношению (10), имеет равномерные и притом минимальные отклонения в интервале $(0, \Theta_3)$. Как уже было отмечено, коэффициенты B и M зависят от TK (α_k). Влияние α_k на коэффициенты B , M можно проанализировать через частные производные. Для соблюдения одинаковой размерности коэффициентов умножим M на $\Theta = \Theta_1$ и запишем четыре варианта частных производных функций $B(\alpha_k)$, $M\Theta_1(\alpha_k)$ по значениям α_k :

$$\frac{\partial B}{\partial \alpha_k} > 0 \text{ и } \frac{\partial M\Theta_1}{\partial \alpha_k} > 0, \quad (11)$$

где $\frac{\partial B}{\partial \alpha_k} > \frac{\partial M\Theta_1}{\partial \alpha_k}$;

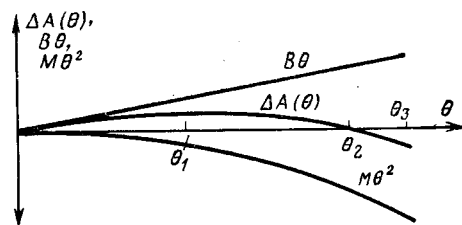


Рис. 1. Температурная зависимость эталонной функции.

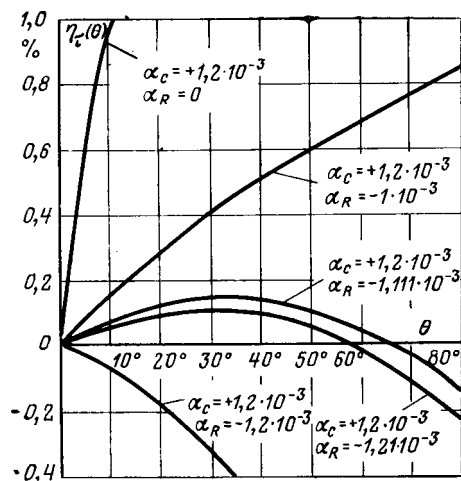


Рис. 2. Относительные отклонения от температуры постоянной времени RC -цепи для различных значений ТК резистора α_R .

$$\frac{\partial B}{\partial \alpha_K} > 0 \text{ и } \frac{\partial M\Theta_1}{\partial \alpha_K} > 0, \quad (12)$$

где $\frac{\partial B}{\partial \alpha_K} < \frac{\partial M\Theta_1}{\partial \alpha_K}$;

$$\frac{\partial B}{\partial \alpha_K} > 0, \text{ а } \frac{\partial M\Theta_1}{\partial \alpha_K} < 0, \quad (13)$$

где $\frac{\partial B}{\partial \alpha_K} > \left| \frac{\partial M\Theta_1}{\partial \alpha_K} \right|$;

$$\frac{\partial B}{\partial \alpha_K} > 0, \text{ а } \frac{\partial M\Theta_1}{\partial \alpha_K} < 0, \quad (14)$$

где $\frac{\partial B}{\partial \alpha_K} < \left| \frac{\partial M\Theta_1}{\partial \alpha_K} \right|$.

Отметим, что не записаны еще четыре варианта частных производных с противоположными знаками неравенств относительно указанных, поскольку выводы последующего анализа распространяются и на них. Примем допущение, что знаки неравенств (11)–(14) справедливы и для $\Theta = \Theta_3$. Принятое допущение подтверждено экспериментальными данными, приведенными ниже. Указанные частные производные (11)–(14) охватывают все возможные случаи зависимостей коэффициентов B и M от α_K .

Изменяя α_K и используя частные производные (11)–(14), проанализируем приращения эталонной функции при Θ_1 и Θ_3 по следующим аналитическим выражениям:

$$\Delta A(\Theta_1) = B\Theta_1 - M\Theta_1^2,$$

где $B\Theta_1 > |M\Theta_1^2|$;

$$\Delta A(\Theta_3) = B\Theta_3 - M\Theta_3^2,$$

где $B\Theta_3 < |M\Theta_3^2|$.

С увеличением α_K при значениях B и M , удовлетворяющих неравенствам (11), (13) и (14), $\Delta A(\Theta_1)$ увеличивается и $\Delta A(\Theta_3)$ уменьшается, а с уменьшением α_K , наоборот, $\Delta A(\Theta_1)$ уменьшается и $\Delta A(\Theta_3)$ увеличивается. Для коэффициентов B и M , удовлетворяющих неравенству (12) с увеличением α_K значение $\Delta A(\Theta_1)$ уменьшается, а $\Delta A(\Theta_3)$ увеличивается.

Из анализа следует, что с изменением значения α_K , удовлетворяющего условию равномерного отклонения эталонной функции (10), максимальное по модулю значение $\Delta A(\Theta)$ возрастает в заданном интервале $(0, \Theta_3)$.

Следовательно, если эталонная функция $A(\Theta)$ в интервале $(0, \Theta_3)$ удовлетворяет условию равномерных отклонений (10) с изменением температуры, то отклонения функции при этом будут и минимальными. Используя свойства эталонной функции, можно определить необходимое значение температурного коэффициента компенсирующего элемента устройства как расчетным, когда известно аналитическое выражение стабилизируемого параметра, так и экспериментальным путем. Для

этого следует приравнять нулю при Θ_2 в (10) приращение выходного параметра устройства, что и позволит определить оптимальное значение ТК подстроечного элемента из аналитического выражения или экспериментальных данных. Кроме того, нетрудно реализовать необходимое соотношение отклонений n выходного параметра в заданном интервале $(0, \Theta_3)$ согласно (6). Значение α_K при этом определяется из условия равенства нулю приращения функции при Θ_2 согласно (9).

Рассмотрим предложенный способ на примере термокомпенсации RC -цепи. Определим температурный коэффициент резистора R цепи RC для интервала температур от 20 до $+100^\circ\text{C}$, или приращении температур от 0 до $+80^\circ$, чтобы отклонения выходных параметров цепи были минимальными. Выражение для относительных отклонений от температуры постоянной времени имеет вид:

$$\eta_T(\Theta) = (\alpha_R + \alpha_C)\Theta + \alpha_R\alpha_C\Theta^2,$$

где Θ — отклонение температуры, град; α_C — ТК конденсатора типа К73-9, равной $1,2 \cdot 10^{-3}$ 1/град; α_R — ТК резистора RC -цепи, 1/град.

Согласно (10) определяем $\Theta = \Theta_2 = 64,4^\circ$ и приравняем нулю $\eta_T(\Theta_2)$, т. е.

$$\eta_T(\Theta = 66,4) = 0,$$

откуда определяем $\alpha_R = -1,111 \cdot 10^{-3}$ 1/град.

Из рис. 2 следует, что $\eta_T(\Theta)$ только при $\alpha_R = -1,111 \cdot 10^{-3}$ 1/град имеет равномерные и притом минимальные отклонения.

В [Л. 5] рекомендуется термокомпенсировать RC -цепь посредством подбора резистора с ТК, равным по значению и противоположным по знаку ТК конденсатора. Как следует из [Л. 3] и рис. 2, сравнивая $\eta_T(\Theta)$ с $\alpha_C = 1,2 \cdot 10^{-3}$ 1/град, $\alpha_R = -1,2 \cdot 10^{-3}$ 1/град, предлагаемый способ позволяет термокомпенсировать цепь со значением $\eta_T(\Theta)$, меньшим в 5 раз относительно рекомендуемого способа.

Реализуем $\eta_T(\Theta)$ с заданным соотношением ($n = -0,5$) положительных и отрицательных отклонений, т. е.

$$n = \frac{\eta_T(\Theta = \Theta_1)}{\eta_T(\Theta = \Theta_3)} = -0,5.$$

Согласно (9)

$$\Theta_2 = 2\Theta_3 (\sqrt{n^2 - n} + n) = 58,72^\circ.$$

Используя выражение для $\eta_T(\Theta)$ и исходные данные из соотношения

$$\eta_T(\Theta = \Theta_2 = 58,72) = 0,$$

определяем

$$\alpha_R = -1,121 \cdot 10^{-3} \text{ 1/град.}$$

При $\alpha_R = 1,121 \cdot 10^{-3}$ 1/град (рис. 2) выполняется заданное соотношение

$$n = \frac{\eta_T(\Theta_1 = 0,5\Theta_2 = 29,36)}{\eta_T(\Theta_3 = 80)} = -0,5.$$

Таким образом, на основании анализа эталонной функции (1) получено соотношение (9). Полученное соотношение позволяет как расчетным (по аналитическому выражению), так и экспериментальным путем определить необходимое значение ТК подстроечного элемента при термостабилизации устройств, причем выражение (9) позволяет реализовать заданное соотношение положительных и отрицательных отклонений от температуры выходного параметра устройства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аршинов С. С. Температурная стабильность частоты ламповых генераторов. М.: Госэнергоиздат, 1952.
2. Матвиенко Г. Р. Термокомпенсация неустойчивости частотно-избирательных цепей. М.: Машиностроение, 1970.
3. Есенин В. В. Термокомпенсация цепей RC . — Электричество, 1974, № 5, с. 88–89.
4. Есенин В. В. Термокомпенсация низкочастотных индуктивно-резисторных цепей. — Электричество, 1975, № 9, с. 88–89.
5. Малаховский Е. И. Исследование стабильности реле времени с электрическим контуром RC . — Электричество, 1965, № 8, с. 75–77.

[17.4.1978]

Изменение электромагнитного давления по толщине проводника в переходном и установившемся высокочастотных процессах

Канд. техн. наук БОНДАЛЕТОВ В. Н.

г. Истра

Известно, что в высокочастотных процессах плотность электромагнитных сил (ЭМС) и электромагнитное давление (ЭМД) изменяются по толщине проводника [Л. 1—3]. Наибольшее давление действует на внутренние слои проводника, где электромагнитное поле практически отсутствует. Из-за сдвига фазы между плотностью тока $\vec{\delta}$ и индукцией магнитного поля \vec{B} объемная плотность ЭМС

$$\vec{f} = \vec{\delta} \times \vec{B} \quad (1)$$

в установившемся [Л. 1] и переходном процессах [Л. 2, 3] может иметь положительные и отрицательные значения.

В статье рассмотрены соотношения положительных и отрицательных значений плотности ЭМС, их временное и пространственное соответствие, распределение по координате и изменение во времени мгновенных значений ЭМД, наличие отрицательных (растягивающих) давлений и соотношение между положительными и отрицательными давлениями по значению и длительности действия. Эти вопросы решены применительно к переходному и установившемуся высокочастотным процессам проникновения затухающего гармонического поля с начальной фазой ψ в линейную изотропную несжимаемую среду¹.

Объемная плотность электромагнитных сил. Рассмотрим изменение плотности ЭМС при проникновении электромагнитной волны в проводящее полупространство (по оси Z) с напряженностью магнитного поля на поверхности

$$H(0, t) = H_m \exp \left[-\alpha \left(t + \frac{\psi}{\omega} \right) \right] \sin(\omega t + \psi). \quad (2)$$

Наличие начальной фазы ИМП характерно для устройств с переключением тока разряда емкостного накопителя энер-

¹ Расчеты выполнены на ЦВМ «Минск-32» инж. А. М. Балтахановым.

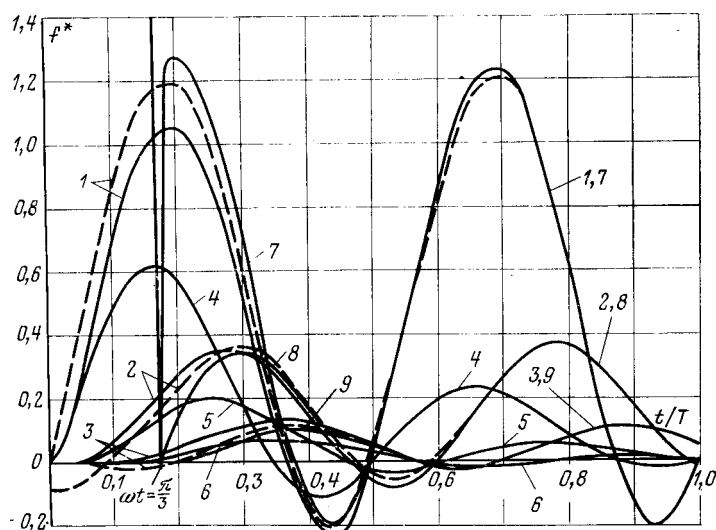


Рис. 1. Изменение во времени относительной объемной плотности электромагнитных сил в проводнике $f^*(z/\Delta, t/T)$ на разном относительном расстоянии от поверхности проводника

$$z/\Delta \left(f^* = \delta(z, t) H(z, t) / \frac{1}{\Delta} H^2_0 \right).$$

1, 4, 7 — $z/\Delta = 0$; 2, 5, 8 — $z/\Delta = 0,6$; 3, 6, 9 — $z/\Delta = 1,2$; 1—3 — $\alpha/\omega = 0$, $\psi = 0$; 4—6 — $\alpha/\omega = 0,2$, $\psi = 0$; 7—9 — $\alpha/\omega = 0$, $\psi = \pi/3$; — — — — — переходный процесс; — — — — — установившийся процесс.

гии по параллельным цепям для увеличения крутизны нарастания тока в нагрузке.

Для определения плотности ЭМС в проводнике при проникновении плоской электромагнитной волны

$$\vec{f} = \vec{\delta} \times \vec{B} = \mu_0 \delta H = f_z \quad (3)$$

использованы выражения для напряженности магнитного поля и плотности тока в проводнике, соответствующие (2) [Л. 4, 5]. Положительные значения (3) соответствуют сжимающим ЭМС, направленным от поверхности в глубь проводника, отрицательные — растягивающим ЭМС, направленным к поверхности проводника.

Основные особенности зависимости плотности ЭМС (3) во времени и ее распределения по толщине проводника видны на кривых рис. 1 и 2.

По мере удаления от поверхности максимальные (положительные) и абсолютные значения минимальные (отрицательные) значения плотности ЭМС монотонно убывают (в установившемся гармоническом процессе — по экспоненциальной кривой). При изменении напряженности магнитного поля по незатухающей или слабо затухающей гармоническим кривым с нулевой начальной фазой отношение абсолютных значений максимальной и минимальной плотностей ЭМС остается примерно одинаковым (около 6). В первый полупериод переходного процесса это отношение уменьшается примерно до 5 за счет уменьшения максимального и увеличения абсолютного значения минимальной плотности ЭМС. Значение плотности ЭМС в переходном и установившемся процессах заметно отличаются лишь в течение первого полупериода, а затем практически совпадают.

При наличии фазы включения плотность ЭМС на внешних слоях проводника возрастает с увеличением крутизны нарастания тока. В предельном теоретическом случае скачкообразного изменения тока ЭМС в первый момент сосредоточены на поверхности. С увеличением крутизны нарастания тока возрастают только положительные значения плотности ЭМС, отрицательные же (абсолютные) значения уменьшаются. Например, в случае, приведенном на рис. 1, абсолютное значение плотности ЭМС в первом полупериоде меньше не только переходного при нулевой фазе включения, но и установившегося значения. Во втором и в последующих полупериодах положительные и отрицательные значения плотности ЭМС практически совпадают со значениями при установившемся процессе, следовательно, наличие фазы включения сказывается на процессе в первом полупериоде. При расчете кривых на рис. 1 конечная скорость нарастания поля при наличии фазы включения обеспечивалась умножением (2) на функцию $[1 - \exp(-70/2\pi t/T)]$.

Электромагнитное давление. Плотность ЭМС не определяет пространственно напряженного состояния материала проводника, так как

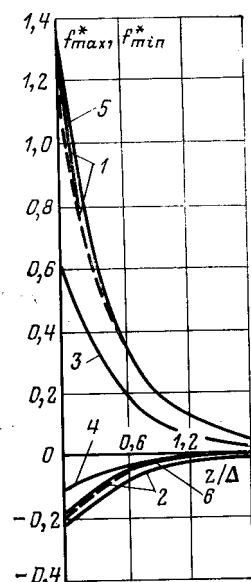


Рис. 2. Распределение максимальных (1, 3, 5) и минимальных (2, 4, 6) значений относительной объемной плотности электромагнитных сил по толщине проводника.

1, 2 — $\alpha/\omega = 0$, $\psi = 0$; 3, 4 — $\alpha/\omega = 0,2$; $\psi = 0$; 5, 6 — $\alpha/\omega = 0$, $\psi = \pi/3$. — — — — — переходный процесс; — — — — — установившийся процесс.

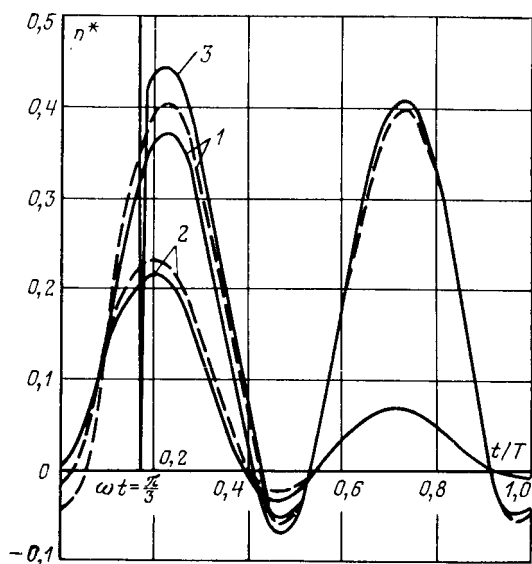


Рис. 3. Изменение во времени относительного электромагнитного

давления для $z/\Delta=0,6$ ($p^* = \int_0^z f_z(z, t) dz / \mu_0 H^2 m$).

1 — $\alpha/\omega=0, \psi=0$; 2 — $\alpha/\omega=0,2, \psi=0$; 3 — $\alpha/\omega=0, \psi=\pi/3$.

— переходный процесс; — — — — — установившийся процесс.

в принятой модели недеформируемой плоской среды оно определяется результирующей ЭМС или результирующим ЭМД:

$$F = S \int_0^z f_z dz, \quad (4)$$

$$p_z = \int_0^z f_z dz. \quad (5)$$

Для кривых изменения плотности ЭМС, представленных на рис. 1, изменение ЭМД во времени на глубине $z/\Delta=0,6$ от поверхности проводника показано на рис. 3, откуда следует, что растягивающие давления существуют в течение времени $t/T=0,4 \div 0,55$; $0,9 \div 1,05$ и т. д., т. е. разрывающие (расслаивающие) усилия действуют между слоями проводника примерно в течение четверти всего процесса. Эти особенности необходимо учитывать при силовом воздействии ИМП на слоистые материалы (например, при проектировании многослойных экранов, токопроводов и т. п.).

Наряду с изменением ЭМД во времени важным является и его пространственное распределение (рис. 4). В начале процесса ($t/T=0,15$) наблюдается монотонное возрастание давления до значения, определяемого мгновенным значением магнитного поля на поверхности проводника ($1/2\mu_0 H^2$). При $t/T=0,5$ результирующее давление равно нулю, однако в слоях проводника существуют внутреннее растягивающее давление. На рис. 4 приведены также зависимости максимальных (положительных) и минимальных (отрицательных) давлений в функции координаты. На поверхности проводника ЭМД равно нулю в отличие от плотности ЭМС (рис. 2), имеющих максимальные значения. Из кривых видно, что при исследованных формах воздействующего знакопеременного магнитного поля наряду с преобладающим сжимающим давлением существует до глубины $(2 \div 3)\Delta$ также растягивающее давление. Для затухающего гармонического поля с нулевой начальной фазой максимальное абсолютное значение отрицательного ЭМД составляет около 10% сжимающего и достигается при $z/\Delta \approx 0,8$, в переходном процессе максимум положительного давления в функции координаты z/Δ остается примерно тем же, а максимальное абсолютное значение отрицательного ЭМД возрастает примерно до 14% положительно и достигается на глубине $z/\Delta \approx 0,9$.

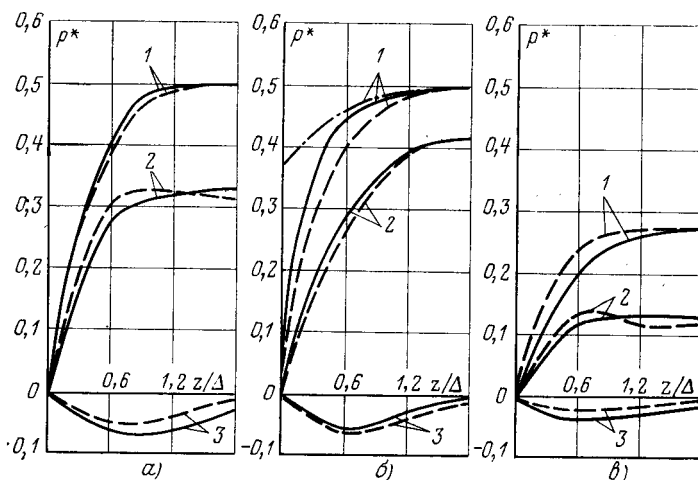


Рис. 4. Распределение относительного электромагнитного давления по толщине проводника.

а — $\alpha/\omega=0, \psi=0$; б — $\alpha/\omega=0, \psi=\pi/3$; в — $\alpha/\omega=0,2, \psi=0$.

1 — максимальное давление; 2 — давление при $t/T=0,15$; 3 — минимальное давление; — — — — — переходный процесс; — — — — — установившийся; — · — · — — — — — предельный случай при скачкообразном изменении поля.

Наличие начальной фазы включения приводит к увеличению крутизны нарастания давления в функции времени (рис. 3) и координаты (рис. 4) (в пределе до скачкообразного изменения) ее влияние практически проявляется на глубине $z/\Delta=0 \div 2$ в течение $t/T=0 \div 0,5$ от момента переключения.

Существенно влияние фазы включения на отрицательное ЭМД, уменьшающееся по абсолютному значению. Таким образом, увеличение крутизны нарастания тока за счет переключения с заданной фазой $0 < \psi \leq \pi/2$ приводит к увеличению крутизны нарастания положительного ЭМД во времени и по координате, уменьшению абсолютного значения отрицательного давления, т. е. к увеличению отношения сжимающего давления к растягивающему.

Изменение напряженности поля по затухающей гармонической кривой приводит к соответствующему уменьшению положительного и абсолютного значения отрицательного давлений, а соотношение их абсолютных значений остается примерно тем же.

Выявленные особенности изменения ЭМД и плотности ЭМС по толщине проводника и во времени необходимо учитывать при пространственно-временном анализе механических напряжений в материале при силовом воздействии ИМП. Особое значение это имеет для слоистых композиций, в которых растягивающие давления могут привести к расслоению материала или сказаться на динамике процесса, например, вызвать выбрасывание расплавленного «скин-слоя» «навстречу» полю.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Брон О. Б., Елечурин В. П. Электромагнитные давления при магнитно-импульсной обработке металлов. — Электротехника, 1968, № 5.
2. Михайлов В. М. О распределении усилий в стенке проводящей трубы в нестационарном электромагнитном поле. — В кн.: Теоретическая электротехника / Львовский государственный университет, 1971, вып. 12, с. 124—129.
3. Однорал А. П., Чернов Е. Н. Распределение объемных электромагнитных усилий при магнитно-импульсной обработке металлов. — Электричество, 1975, № 11.
4. Бондалетов В. Н. Электромагнитные процессы и эквивалентные параметры в случаях квазистационарной и нестационарной диффузии электромагнитного поля в проводник. Деп. Информэлектро, 1973, № 452Д.
5. Бондалетов В. Н. Нестационарная диффузия импульсного электромагнитного поля в плоские неограниченные пластины произвольной толщины. Деп. Информэлектро, 1974, № 492Д.

[12.4.1978]

Исследование аperiodических составляющих переходных токов трехфазных коротких замыканий

Инженеры БОГОМОЛОВ В. С., ДОРФ Г. А.,

кандидаты техн. наук ЛЬВОВ Ю. Н., СТУПЕЛЬ А. И., инж. ЧЕРНОВА Ю. Р.

Москва

При выборе высоковольтных выключателей по отключающей способности необходимо учитывать, что одним из условий успешного отключения короткого замыкания цепи является выполнение требования [Л. 1]:

$$I_{\text{н}} \leq \sqrt{2} I_{\text{н.о.б.}}$$

где $I_{\text{н}}$ — значение аperiodической составляющей тока; $\sqrt{2} I_{\text{н.о.б.}}$ — амплитуда номинального тока отключения; β — отношение аperiodической составляющей тока короткого замыкания в рассматриваемый момент времени к амплитуде периодической составляющей.

При этом ток дважды за период должен достигнуть нулевого значения и к моменту срабатывания быстродействующего выключателя (0,06—0,08 с) аperiodическая составляющая отключаемого тока не должна превышать 17—25% амплитуды периодической составляющей.

Однако, как показывают приведенные ниже расчеты и экспериментальные данные, условия отключения цепи высоковольтным выключателем при трехфазных коротких замыканиях на шинах 330—750 кВ современных станций и на выводах генераторов могут существенно отличаться от указанных в [Л. 1] и даже от условий, имеющих в ТУ на генераторные выключатели, предусматривающих повышенное содержание β по сравнению с [Л. 1]. (Например, в ТУ на выключатель ВИСГ-15 значение аperiodической составляющей отключаемого тока в момент расхождения контактов не должна превышать 0,65.) Причина этого явления заключается в том, что в обоих типах схем основную роль в формировании аperiodической составляющей тока короткого замыкания играют цепи генераторов, обладающие большими постоянными времени.

Исследование переходных процессов при коротких замыканиях в таких схемах проводилось с помощью спектрального метода расчета (интеграл Фурье) для режима трехфазных коротких замыканий при угле включения $\varphi=0$ (условие наибольшего возможного значения аperiodической составляющей тока к. з.). Применение интеграла Фурье для анализа переходных процессов в трехфазных цепях рассмотрено в [Л. 2]. Для использования ЦВМ в отличие от [Л. 2] был реализован метод численного решения интеграла Фурье с помощью рядов Фурье [Л. 3]. Спектральный метод позволяет получить высокую точность результатов, в частности, при коротких замыканиях вблизи шин станций на основе учета частотных характеристик линий, генераторов и трансформаторов, полученных экспериментальным путем.

Решение задачи обращения с помощью рядов Фурье возможно лишь в том случае, когда искомая функция $i(t)$ (ток короткого замыкания) практически существует лишь в конечном интервале времени T . При наличии источника синусоидальной э. д. с. указанное условие не выполняется. Это затруднение было преодолено путем замены полной синусоиды отрезком синусоиды, заданным в интервале от 0 до τ . Спектр этой функции определяется следующим выражением:

$$E(j\omega) = E_m^{x,n} \frac{j\omega \sin \varphi + \omega_0 \cos \varphi}{\omega_0^2 - \omega^2} (1 - e^{-j\omega\tau}),$$

где $\tau = nT_0$; $T_0 = 2\pi/\omega_0$ — период промышленной частоты (в расчетах принимался интервал времени $T = \frac{2\pi}{\Delta\omega} = \frac{2\pi}{5}$);

n — целое число периодов за время τ .

Линии электропередачи были представлены Т-образными четырехполосниками, параметры которых являлись функциями частоты и геометрических размеров линии [Л. 4, 5]. Для определения переходных параметров R и L трансформаторов в зависимости от изменения частоты были выполнены измерения частотных зависимостей активных и реактивных сопротивлений трансформатора в режиме короткого замыкания в диа-

пазоне частот от 0 до 10 Гц методом непосредственных измерений на каждой частоте [Л. 6], а для частот выше 10 Гц — по методу затухающих колебаний [Л. 7]. Измерения производились на Московском электрозаводе им. Куйбышева на трансформаторах типа АТДЦТГ-II-63МВА 220/110/6,3, ТРДЦН-80МВА 110/10,5, на подстанции Белый Раст — на трансформаторе АОДЦТГ-417МВА 750/500/10,5, на Запорожском трансформаторном заводе — на трансформаторе АТДЦН-125МВА 330/115/38,5 и Липецкой подстанции — на трансформаторе АОДЦТГ-405МВА 500/242/38,5.

Для расчета переходных электромагнитных процессов определялась зависимость сопротивления прямой и обратной последовательностей от частоты $\nu = \omega/\omega_0$ при синхронной скорости вращения ротора. Для расчета проводимостей в функции от частоты ν использовались имеющиеся в литературе [Л. 8] экспериментальные зависимости проводимостей по осям d и q от скольжения s , считая $s = \nu$. Входные проводимости прямой и обратной последовательностей машины вычислялись согласно уравнениям (см. приложение):

$$y^{(1)}(js) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{jsx_d[j(s-1)]} + \frac{1}{jsx_q[j(s-1)]} \right\};$$

$$y^{(2)}(js) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{jsx_d[j(s+1)]} + \frac{1}{jsx_q[j(s+1)]} \right\},$$

соответствующим случаю, когда ротор вращается с синхронной скоростью, а частота приложенного к статору напряжения равна ν . В работе были использованы имеющиеся экспериментальные частотные характеристики турбогенераторов ТГВ-200, ТВВ-320 и гидрогенератора СВФ-500.

На рис. 1 приведены кривые изменения β , нормированные ГОСТ 687—70 и полученные на примерах расчета схем сетей напряжением 330—750 кВ. Как видно из рис. 1, относительное содержание аperiodической составляющей тока короткого замыкания в рассматриваемых сетях существенно выше требований ГОСТ 687—70. При этом ток в отдельных случаях достигает нулевого значения спустя 50 мс после возникновения короткого замыкания (рис. 1, кривая 2).

Расчеты зависимости $\beta(t)$ для сетей 330—750 кВ были дополнены экспериментальными исследованиями в генераторных схемах путем проведения измерений токов короткого замыкания на генератор-трансформаторном блоке 220 кВ Усть-Илимской ГЭС (рис. 2). В процессе испытаний выполнялись следующие виды коммутаций:

включение выключателя В-1 на трехфазное короткое замыкание на землю в точке 1 при отключенном выключателе В-2;

включение выключателя В-1 на трехфазное короткое замыкание на землю в точке 2 при включенном выключателе В-2.

Возбуждение генератора составляло $0,1U_n$. Для осциллографирования первичного тока в точках 1 и 2 были использо-

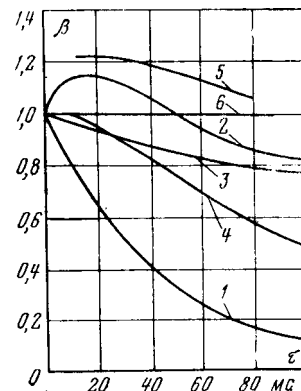


Рис. 1. Кривые изменения $\beta = \frac{I_{\text{ап}}}{I_{\text{п}}}$.

1 — по ГОСТ; 2—4 — расчетные кривые в сети 330, 500 и 750 кВ соответственно, при к. з. вблизи систем шин мощной станции; 5, 6 — опытные кривые при к. з. на стороне высокого напряжения и на генераторном напряжении соответственно.

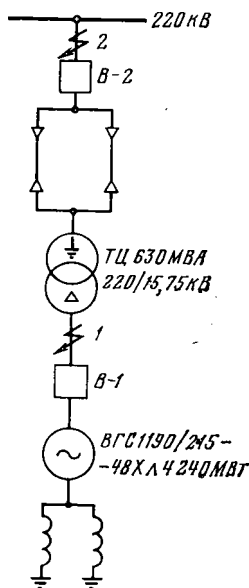


Рис. 2. Схема опытов короткого замыкания.

ваны безындуктивные шунты, включаемые в каждую фазу со стороны заземленных концов закоротки.

Полученные осциллограммы токов при коротких замыканиях в точках 1 и 2 представлены на рис. 3. Значения β для указанных случаев приведены на рис. 1 (кривые 5, 6). Из осциллограмм видно, что ток короткого замыкания в течение 100 мс после коммутации не переходит через нулевые значения. Такое явление возможно, когда быстрозатухающие свободные составляющие периодического тока затухают быстрее, чем апериодическая слагающая тока.

Высокое содержание апериодической составляющей в токе к. з. и большие постоянные времени ее затухания в схеме блока 220 кВ подтверждают правильность расчетных зависимостей $\beta(t)$ для сетей 330—750 кВ, в которых параметры элементов схем, определяющих характер переходного процесса после возникновения к. з., близки к соответствующим параметрам в узлах сети 220 кВ с мощными генератор-трансформаторными блоками.

Присутствие значительной апериодической составляющей в токе короткого замыкания к моменту его отключения выключателем может создавать значительные трудности при отключении, связанные с увеличением эффективного значения отключаемого тока, удлинением времени непрохождения его через нуль, дополнительным сдвигом нулей тока в одной фазе относительно других фаз, приводящих при близком расположении нулей к утяжелению условий восстановления напряжений на контактах выключателя за счет наложения переходного процесса восстановления в одной или двух фазах на еще незатухающий процесс в другой фазе, ранее отключившейся.

Выводы. 1. Содержание апериодической составляющей тока при трехфазных коротких замыканиях на шинах высокого напряжения (330—750 кВ) и выводах генераторов электростанций может существенно превышать соответствующие требования ГОСТ 687—70. Возможны случаи, когда отключаемый ток не достигает нулевых значений к моменту размыкания контактов быстродействующего выключателя (0,06—0,08) с.

2. Выключатели, предназначенные для работы в схемах с повышенным содержанием апериодической составляющей в токе короткого замыкания, должны соответствовать техническим условиям, предусматривающим специальный цикл испытаний на отключение таких токов.

При разработке синхронных выключателей необходимо учитывать, что в отдельных случаях ток короткого замыкания может достигать нулевого значения не ранее 100 мс от момента его возникновения.

Приложение. Частотные характеристики проводимостей синхронной машины. Обычно под частотной характеристикой синхронной машины понимают зависимость проводимости машины по осям d и q от скольжения s при приложении к машине напряжения с номинальной частотой ω_0 . В случае расчета токов короткого замыкания представляет интерес частотная характеристика другого рода, а именно зависимость проводимости прямой и обратной последовательностей от частоты приложенного напряжения $v = \omega/\omega_0$ при синхронной скорости вращения ротора. Между названными характеристиками существует взаимосвязь, которая позволяет использовать для расчета проводимостей в функции от частоты v имеющиеся в литературе зависимости проводимостей по осям d , q от скольжения [Л. 8]. Перейдем к определению этой взаимосвязи.

Предположим, что к машине с замкнутым вращающимся с синхронной скоростью ротором приложена система фазных напряжений прямой последовательности:

$$u_a = U_m \cos v\gamma;$$

$$u_b = U_m \cos (v\gamma - \rho);$$

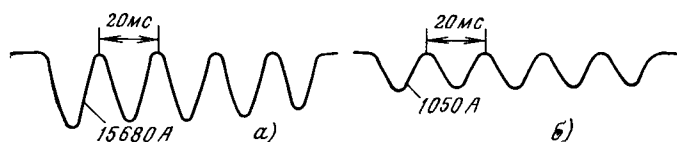


Рис. 3. Осциллограммы токов короткого замыкания. а — на генераторном напряжении; б — на стороне высокого напряжения.

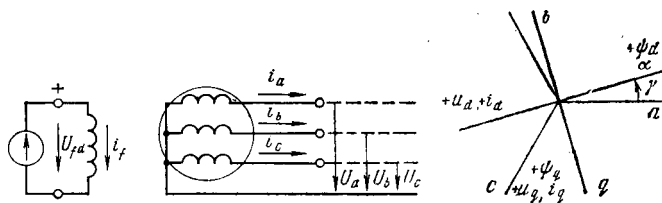


Рис. 4. Схема и диаграмма положительных направлений для уравнений машины.

$$u_c = U_m \cos (v\gamma + \rho);$$

$$\gamma = \omega_0 t; \rho = 2\pi/3.$$

Преобразуя эту систему напряжений к осям d , q с учетом положительных направлений рис. 4, получим, что

$$\left. \begin{aligned} u_d &= -U_m \cos (v-1)\gamma = \operatorname{Re} [-U_m e^{j(v-1)\gamma}]; \\ u_q &= -U_m \sin (v-1)\gamma = \operatorname{Re} [jU_m e^{j(v-1)\gamma}]. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Предполагая, что активное сопротивление статора вынесено за зажимы машины и учитывая, что ток ротора $i_f = 0$ можно записать для положительных направлений рис. 4 уравнения машины в виде

$$\left. \begin{aligned} u_d &= \psi_q + p\psi_d; u_q = -p\psi_q + \psi_d; \\ \psi_d &= X_d(p) i_d; \psi_q = X_q(p) i_q. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В рассматриваемом установившемся режиме для определения токов i_d и i_q следует в (2) с учетом (1) считать

$$p = j(v-1),$$

тогда комплексы токов \bar{i}_d и \bar{i}_q соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_d [j(v-1)] &= jU_m e^{j(v-1)\gamma} \frac{1}{vX_d [j(v-1)]}; \\ \bar{i}_q [j(v-1)] &= -U_m e^{j(v-1)\gamma} \frac{1}{vX_q [j(v-1)]}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Поделив полученные токи на напряжения \bar{u}_d , \bar{u}_q , получим входные проводимости машины по осям d , q :

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{z_d [j(v-1)]} &= \frac{1}{-jvX_d [j(v-1)]}; \\ \frac{1}{z_q [j(v-1)]} &= \frac{1}{-jvX_q [j(v-1)]}. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Для определения входной проводимости в фазных координатах запишем комплекс тока фазы a :

$$\bar{i}_a = -\bar{i}_d \cos \gamma + \bar{i}_q \sin \gamma. \quad (5)$$

Из (3) и (5) следует, что

$$\bar{i}_a = -\frac{1}{2} U_m e^{jv\gamma} \left\{ \frac{1}{jvX_d [j(v-1)]} + \frac{1}{jvX_q [j(v-1)]} \right\} - \frac{1}{2} U_m e^{j(v-2)\gamma} \left\{ \frac{1}{jvX_d [j(v-1)]} - \frac{1}{jvX_q [j(v-1)]} \right\}. \quad (6)$$

Комплекс напряжения фазы a

$$\bar{u}_a = U_m e^{j\nu t}. \quad (7)$$

Из (6) и (7) получим, отбрасывая составляющую частоты $\nu-2$, что входная проводимость прямой последовательности

$$Y^{(1)}(j\nu) = -\frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{j\nu x_d [j(\nu-1)]} + \frac{1}{j\nu x_q [j(\nu-1)]} \right\}. \quad (8)$$

Представляя машину пассивной входной проводимостью, удобно принять положительное направление тока в этой проводимости совпадающим с положительным направлением напряжения, т. е. изменить на обратное положительное направление токов фаз, принятое на рис. 4.

Кроме того, для удобства использования при расчете частотной характеристики приводимых в литературе экспериментальных годографов проводимостей $\frac{1}{x_d(js)}$ и $\frac{1}{x_q(js)}$ обозначим частоту ν через s . С учетом этих замечаний проводимость прямой последовательности

$$Y^{(1)}(js) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{jsx_d [j(s-1)]} + \frac{1}{jsx_q [j(s-1)]} \right\}. \quad (9)$$

Аналогичным образом для обратной последовательности получим

$$Y^{(2)}(js) = \frac{1}{2} \left\{ \frac{1}{jsx_d [j(s+1)]} + \frac{1}{jsx_q [j(s+1)]} \right\}. \quad (10)$$

$$s = \frac{\omega}{\omega_0}$$

Мнимая часть проводимостей $\frac{1}{x_{d,q}(js)}$ отрицательна при

отрицательных значениях скольжения. Поэтому при частотах ω , меньших номинальных ($s < 1$), активная проводимость машины по каналу прямой последовательности отрицательна, а при частотах, больших номинальной, — положительна. Активная проводимость по каналу обратной последовательности всегда положительна.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 687-70. Выключатели переменного тока высокого напряжения. Общие технические требования.
2. Мамонтов О. В. Расчет переходных процессов в сложных трехфазных цепях, содержащих вращающиеся машины. — Электричество, 1959, № 5, с. 5—9.
3. Ланцош К. Практические методы прикладного анализа. М.: Физматгиз, 1961.
4. Костенко М. В., Перельман Л. С. К расчету волновых процессов в многопроводных линиях. — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1963, № 6, с. 721—730.
5. Перельман Л. С. Таблицы интегралов Карсона для использования в расчетах волновых процессов в линиях с учетом земли. — Изв. НИИПТ, 1965, сб. 11, с. 342—360.
6. Соколов Н. И., Якушов В. М. Усовершенствованная методика определения частотных характеристик синхронных и асинхронных машин: Научно-техническая конференция по итогам научно-исследовательских работ за 1966—1967 гг. МЭИ, 1967, с. 128—135.
7. Артемьев Д. Е., Шур С. С. Экспериментальное определение параметров электропередачи Куйбышевская ГЭС — Москва. — Электричество, 1958, № 1, с. 31—38.
8. Казовский В. Е. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. М.: Изд-во АН СССР, 1962.

[2.2.1978]



Советские ученые! Повышайте эффективность научных исследований, укрепляйте связь науки с производством!

Слава советской науке!

(Из Призывов ЦК КПСС к 61-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Совершенствовать эксплуатацию сельских электрических сетей

Июльский (1978 г.) Пленум ЦК КПСС в своем постановлении записал: «Считать главной задачей в сельском хозяйстве всестороннее, динамичное развитие и значительное повышение эффективности всех его отраслей, надежное снабжение страны продовольствием и сельскохозяйственным сырьем с тем, чтобы обеспечить дальнейшее повышение уровня жизни народа. Всемерно наращивать усилия для решения задачи сближения материальных и культурно-бытовых условий жизни города и деревни».

В решении поставленной задачи электрификации принадлежит особо важная роль. Задачи электроснабжения вытекают из установленного роста валовой продукции сельского хозяйства, производительности труда с учетом снижения численности сельского населения. Предусматривается увеличение электрооборуженности труда в колхозах и совхозах в 1985 г. по сравнению с 1975 г. в несколько раз, а потребление энергии в сельском хозяйстве достигнет сотен миллиардов кВт·ч. Предусмотрено также значительно повысится уровень электрификации электромеханизацию технологических процессов в животноводстве и птицеводстве, расширить работы по автоматизации сельскохозяйственного производства. В связи с созданием агропромышленных объединений в перспективе получает большое развитие первичная переработка и хранение сельскохозяйственной продукции.

Особенно высокими темпами будет расти потребление электроэнергии в орошаемом земледелии. В утвержденном плане на десятую пятилетку и в расчетах на перспективный период до 1985 г. предусмотрено осуществить орошение миллионов га земли. На каждый гектар орошаемых земель требуется в среднем по стране свыше 3 тыс. кВт·ч электроэнергии и более 1 кВт электрической мощности. В рассматриваемый период значительно повысится уровень электрификации быта сельского населения, приближаясь к уровню городского. Намечается широкое внедрение электроприборов коммунально-бытового и культурного назначения, а также частичное внедрение кухонных электроплит и электроводогрев с аккумулярованием горячей воды.

Для того чтобы удвоить отпуск электроэнергии сельскому хозяйству против 1978 г., необходимо дальнейшее развитие линий электропередачи и подстанций при эффективном использовании капитальных вложений. Объемы строительства распределительных электросетей 0,38—20 кВ будут на уровне текущей пятилетки, а ВЛ 35—110 кВ — значительно выше.

Развитие сельскохозяйственного производства, перевод его на промышленную основу, применение в широких масштабах автоматизированных технологических линий вызывает не только значительный рост потребления электроэнергии, но и требует решения новых сложных задач в части резкого повышения надежности и качества электроснабжения.

В целях обмена опытом и разработки рекомендаций по дальнейшему совершенствованию эксплуатации сельских электрических сетей в июне 1978 г. в Уфе было проведено Всесоюзное совещание-семинар по вопросам организации эксплуатации сельских распределительных электрических сетей, созданное Управлением электрификации сельского хозяйства, Главуралэнерго и Башкирэнерго Минэнерго СССР, а также Центральным и Башкирским правлением НТОЭ и ЭП.

Место проведения совещания-семинара по вопросам эксплуатации сельских электрических сетей выбрано не случайно. В Башкирэнерго много внимания уделяется эксплуатации сельских электрических сетей. Метеорологические условия в республике сложные, гололед и сильные ветры доставляют много неприятностей и дополнительных хлопот в обеспечении надежного электроснабжения сельских потребителей. В энергосистеме практически полностью решена проблема предотвращения тяжелых повреждений из-за гололеда, три четверти

линий 6—10 кВ, проходящих в тяжелых гололедных районах оборудованы установками для плавки гололеда, из них одна треть оснащена устройствами дистанционного управления. В энергосистеме разработана и внедрена противогололедная защита электросетей — создан комплекс технических и организационных средств по сбору, обработке и использованию метеорологических данных.

Башкирэнерго совместно со строительно-монтажным трестом «Южуралсельэлектросетьстрой», исходя из местных условий, разработана и широко внедряется конструкция опор ВЛ 6—10 кВ с увеличенными междупольными расстояниями, опыт эксплуатации которых показал высокую надежность их работы в режимах сильных порывистых ветров и при пляске проводов. Разработаны и внедряются бестраверсные железобетонные опоры ВЛ 0,38 кВ, модернизированный узел крепления стеклянных штырей для ВЛ 6—10 кВ. Проводится опытная эксплуатация передвижных трансформаторных подстанций 10/0,4 кВ для электроснабжения сезонных потребителей.

При решении актуальных вопросов сельскохозяйственного электроснабжения привлекаются научно-исследовательские и проектные институты и организации.

В организационный комитет по подготовке и проведению совещания-семинара поступило 64 доклада, по материалам которых сделано 13 групповых сообщений.

Собравшиеся заслушали выступления: заместителя председателя Совета Министров Башкирской АССР И. К. Мироненко «Роль энергетики в повышении эффективности экономики Башкирской АССР», первого заместителя Министра энергетики и электрификации СССР Е. И. Борисова «Задачи по совершенствованию организации эксплуатации сельских электрических сетей», академика ВАСХНИЛ И. А. Будзко «Основные принципы организации эксплуатации сельских распределительных сетей за рубежом. Роль и задачи науки в повышении эффективности эксплуатации сельских распределительных сетей», заместителя управляющего Башкирэнерго Ф. Х. Усманова «Опыт Башкирской энергосистемы по совершенствованию организации эксплуатации сельских распределительных сетей».

Энергосистемами страны накоплен большой опыт в организации эксплуатации электрических сетей сельскохозяйственного назначения. Во многих энергосистемах разработаны и совершенствуются прогрессивные формы организации эксплуатации и ремонта распределителей: внедряется система комплексного технического обслуживания и капитального ремонта, бригадный подряд, централизация ряда работ в масштабе предприятия электрических сетей и даже энергосистемы.

В основу комплексного подхода к ремонту и техническому обслуживанию сетей положен принцип совмещения выполнения работ по месту и времени. Этот метод позволяет перейти от выборочных и сезонных работ к планомерному и упорядоченному их проведению, повысить производительность труда за счет исключения многократно повторяющихся непроизводительных затрат рабочего времени на подготовку и завершение каждого вида работ, улучшить организацию труда, культуру производства, повысить надежность электроснабжения потребителей за счет уменьшения числа и длительности отключений, повысить качество работ по ремонту и техническому обслуживанию, повысить эффективность использования машин и механизмов.

В ряде энергосистем (Мосэнерго, Горэнерго, Дальэнерго, Саратовэнерго, Молдавэнерго и др.) внедрение комплексных методов ремонта и технического обслуживания распределительных сетей сочетается с применением бригадного подряда; в Белглазэнерго, Ленэнерго и Мосэнерго — с использованием математических методов планирования материальных

и трудовых ресурсов, разработанных ВНИИЭ, и методов оптимизации планирования (Молдглавэнерго). В энергосистемах, применивших эти методы, фактические трудозатраты на ремонт и техническое обслуживание снижены по сравнению с плановыми на 25—30%, длительность отключений объектов распределительных сетей для ремонтов сокращена на 10—20%, снизилась повреждаемость ВЛ 0,38—10 кВ за счет более полного выполнения всей номенклатуры работ и улучшения их качества.

На основе обобщения передового опыта Союзтехэнерго совместно с Башкирэнерго разработаны и утверждены «Методические указания по организации комплексного технического обслуживания и капитального ремонта распределительных электрических сетей напряжением 0,38—20 кВ», которыми руководствуются энергосистемы при внедрении этих новых методов работы. Планирование работ по техническому обслуживанию на основе указанной методики и применения математических методов, а также диспетчеризации оперативной работы позволило сократить объем ведущейся в районной электрической сети учетно-отчетной документации, высвободить рабочее время мастеров для руководства на объектах.

Весьма важным является создание стройной структуры обслуживания сельских электрических сетей. В настоящее время во всех энергосистемах страны обслуживание сетей производится смешанными территориальными предприятиями, основным производственным звеном которых является район электрических сетей, в большинстве случаев создаваемый в границах административного района. Однако структура и функции его в разных энергосистемах различны, а единые рекомендации отсутствуют.

В большинстве энергосистем оперативное обслуживание распределительных сетей организовано с диспетчерских пунктов с использованием оперативно-выездных бригад. В Литовглавэнерго, Латвиглавэнерго, Белглавэнерго, Молдавглавэнерго, в Башкирской и других энергосистемах разработаны и внедрены четкие системы ведения документации по оперативному обслуживанию распределительных сетей, системы оперативных наименований, различные типы диспетчерских и мнемонических схем, что позволило сократить время на ликвидацию повреждений в сетях, организационно обеспечить выполнение требований техники безопасности, более квалифицированно решать вопросы оперативного управления.

В целях совершенствования оперативного обслуживания целесообразно обобщить и систематизировать опыт энергосистем по организации диспетчерской службы, использованию наиболее пригодных диспетчерских мнемосхем, схем оперативных наименований, оперативной документации и т. д. Основой для решения многих технических и организационных задач является получение полной и достоверной информации об отключениях и повреждениях в сельских электрических сетях, учет которых в настоящее время ведется по форме, утвержденной служебной запиской Минэнерго СССР № Н-2600 от

16 марта 1973 г. Однако многообразие эксплуатируемого оборудования и все повышающиеся требования к надежности электроснабжения требуют совершенствования регламентированных методов и средств получения информации. Поэтому в Башкирэнерго организован выборочный учет отключений и повреждений, при котором каждое предприятие ведет полный учет по отдельным видам оборудования. В Латвиглавэнерго и Молдавглавэнерго учет и анализ отключений ведется с использованием ЦВМ, детализированы причины отказов и виды повреждений.

За последние годы в ряде энергосистем проводятся работы по автоматизации сельских электрических сетей. Передовыми энергосистемами в содружестве с научно-исследовательскими институтами уже накоплен значительный опыт в осуществлении автоматизации и телемеханизации распределительных сетей. Ими разработан, изготовлен и внедрен ряд приборов, устройств и других технических средств, обеспечивающих автоматизацию управления распределительными сетями. На предприятии Восточных электрических сетей Молдглавэнерго создан комплекс технических средств для создания автоматизированной системы диспетчерского управления электросетями. В этом комплексе имеются устройства поиска мест повреждений и телесигнализации в сочетании с телеуправлением сетевыми выключателями. Использование этих средств позволило в несколько раз сократить время на отыскание повреждения и включение линии после его ликвидации, и следовательно, значительно снизить аварийный недоотпуск электроэнергии. Автоматизация сельских электрических сетей проводится в Башкирэнерго, где помимо известных решений по отысканию мест и определению зоны повреждений в сетях 6—10 кВ применяются фиксирующие приборы типа ФИП-1, а также комплекс приборов, разработанных в лаборатории надежности электроснабжения Московского института инженеров сельскохозяйственного производства. Большая работа в этом направлении проводится в Белглавэнерго, Мосэнерго, в энергосистемах Минэнерго УССР. Однако эти прогрессивные технические решения недостаточно обобщены, отсутствуют рекомендации по широкому внедрению тех устройств и приборов, которые в наибольшей мере отвечают требованиям эксплуатации.

Участники совещания-семинара обратились ко всем энергосистемам, предприятиям и районам электрических сетей, ко всем работникам эксплуатационных, проектных и научно-исследовательских организаций с призывом совершенствовать организацию эксплуатации — важнейший путь обеспечения дальнейшего повышения надежности электроснабжения, производительности и безопасности труда.

КОМАРОВ Д. Т., главный инженер Управления
электрификации
сельского хозяйства Минэнерго СССР

УДК 621.3.066.6:061.3

Всесоюзное Научно-техническое совещание «Пути повышения качества и надежности электрических контактов»

(28—30 марта 1978 г., Ленинград)

Совещание было создано Центральным правлением Научно-технического общества энергетики и электротехнической промышленности (НТОЭ и ЭП). В совещании приняли участие 485 специалистов — представителей АН СССР, АН союзных республик, ряда министерств, ведущих промышленных предприятий и вузов. Прибыли на совещание ученые из Польши, Чехословакии, Венгрии, Болгарии.

Целью совещания являлось рассмотрение вопросов, относящихся к качеству и надежности электрических контактов, а также определение путей их повышения. На совещании были рассмотрены: физические процессы на контактах и достижения последнего времени в этой области, особенности работы сильноточных и слаботочных контактов, а также кон-

тактов скользящих, герметизированных (герконов), вакуумных, жидкометаллических. Были рассмотрены также современные методы испытания контактов и способы прогнозирования их поведения в процессе эксплуатации. Особое внимание было уделено контактным материалам, экономии цветных и драгоценных металлов (особенно серебра).

Было заслушано 184 доклада, тезисы которых опубликованы, а 45 докладов были опубликованы в ряде электротехнических журналов.

Председатель Оргкомитета В. В. Афанасьев во вступительном слове указал, что Всесоюзные совещания по электрическим контактам в нашей стране проводятся регулярно, начиная с 1956 г., что настоящее совещание является уже седь-

мым Всесоюзным и что интерес к электрическим контактам непрерывно растет. Контакты являются обязательным элементом любой электрической машины, аппарата, системы связи, схемы управления, счетно-решающего устройства. Расширяются области их применения, растет количество типов, режимов работы, контактных материалов, углубляются исследования. В этих условиях задачей совещания является подведение итогов последних лет и координация планов по повышению качества и надежности контактов на будущее.

О. Б. Брон в докладе, посвященном общим для контактов проблемам, указал на плодотворность соревнования двух технических направлений: контактной и бесконтактной техники; на то, что применение тиристорных систем расширило и обогатило возможности осуществления коммутационных процессов, но, что на ближайшее время основной массовой все же остается контактная аппаратура. При рассмотрении достижений последних лет обращено внимание на сопротивление контактов как на статистическую величину. Это отразилось на новом подходе ко многим явлениям и привело к изменению экспериментальных работ, управление которыми теперь часто возлагается на ЦВМ.

Если в минувшее десятилетие развитие аппаратов шло, в основном, по пути повышения надежности, то на предстоящее время важнейшим будет экономия цветных металлов и особенно серебра. Мировые запасы этих металлов иссякают, и сокращение расхода здесь приобретает важное общегосударственное значение. Это положение было подчеркнуто и в докладе **Л. И. Гавриловой**, представившей Министерство финансов СССР и говорившей об ограниченности мировых запасов серебра. На основании этих докладов в решении совещания приведен ряд мероприятий по экономии серебра и меди.

К. И. Ким, В. Т. Омельченко, С. Н. Харин и другие выступили с серией докладов, посвященных математическим моделям тепловых процессов в контактах. Сюда относятся: температурное поле разнородных электрических контактов; соотношение термических и электродинамических сил в механизме самопроизвольного отброса контактов; влияние температурных напряжений на эрозию электрических контактов; термическое воздействие электрической дуги на контакты; температурное поле неидеального электрического контакта. В этих докладах, в частности, показано, что при нагревании разнородных контактов максимум температуры может смещаться в глубь контакта, что существенно влияет на сопротивление стягиванию и должно учитываться при выборе контактных пар. Установлено, что в ряде случаев может иметь место отброс контактов в результате взрывообразного испарения. Это же явление повышает износ контактов.

Физика процессов на контактах. **Б. А. Лярский** сделал доклад о роли газодинамических процессов при гашении электрической дуги в низковольтных аппаратах и о необходимости учитывать газодинамическое сопротивление дугогасительных устройств. Установлено, что уменьшение этого сопротивления ведет к ускорению процесса гашения дуги. Приведены примеры дугогасительных устройств с пониженным сопротивлением. **Л. К. Сушков и И. Б. Генкина** исследовали влияние температуры предварительно нагретых электродов на исходящие из них потоки плазмы. Предварительный нагрев катода достигал 1200°. Применялась скоростная киносъемка. Показана возможность управлять потоками плазмы, исходящими из электродов различной формы, и возможность использования этого явления. **В. М. Куляпин, Н. Л. Галкин, О. Е. Рыбаков и А. И. Печенкин** на основании теории явлений у катода дуги воссоздали картину эмиссионных тепловых процессов в элементарном катодном пятне. Они определили количественные параметры области катодного падения напряжения исходя из баланса энергии с учетом поверхностного и объемного источников тепла.

О. И. Величко, С. А. Кратько доложили о возможности применения диаграммы существования для расчета характеристики дугового разряда. Это позволило определить диапазон изменений основных параметров вакуумной дуги, учесть влияние неоднородностей температуры и процессов атомной и электронной эмиссии на минимальный ток среза.

В. П. Мещеряков исследовал с помощью скоростной киносъемки движение дуги на контактах и в дугогасительной решетке автоматического выключателя при токах от 7 до 77 кА, 420 В. Установлено наличие потоков плазмы, исходящих из электродов и возникающих между пластинами решетки. Приведены кривые, характеризующие скорость частиц и скорость фронта плазмы в зависимости от тока. Намечены пути уско-

рения процесса движения и гашения дуги, учитывающие особенности потоков плазмы.

В. В. Борисов и В. К. Тарасов исследовали движение дуги под действием магнитного поля в элегазе и установили, что она здесь движется значительно медленнее, чем в воздухе. Это необходимо учитывать при расчете дугогасительных устройств.

И. П. Мирошников и В. П. Федоров определяли рост поверхностных пленок на меди в элегазе и обнаружили, что здесь пленки растут в 50 раз медленнее, чем в воздухе, т. е. медь ведет себя в элегазе примерно так, как серебро в воздухе.

Оценивая сделанные сообщения, можно сказать следующее. Ускорение процессов дугогашения, приводящее к сокращению времени пребывания опорных пятен дуги на контактах, равно как и управление потоками плазмы, исходящими из электродов и уносящими их частицы, наконец уточнение параметров катодного пятна на основе исследований тепловых и эмиссионных процессов, открывают определенные возможности по уменьшению эрозии контактов. Так как поверхностные пленки на меди в элегазе растут медленно, можно экономить серебро, применяя медные контакты в элегазе вместо серебряных. Результаты этих и других докладов соответствуют задачам совещания, но не охватывают всех проблем и, как отмечено в решении совещания, «уровень научно-исследовательских разработок по контактам и контактным материалам отстает от поставленных в настоящее время задач».

Сильноточные контакты. Расширение использования аппаратов с вакуумными камерами привлекло внимание к контактам этих камер. Возникла необходимость разработки контактов с минимальным током среза и малой свариваемостью. Эрозия контактов вакуумных камер был посвящен доклад **Г. С. Белкина и В. Я. Киселева**, показавшим, что введение летучих добавок может значительно повысить эрозионную стойкость контактов в вакууме. Наибольший эффект дает введение добавок, не образующих твердых растворов с медью и имеющих температуру кипения ниже 1800°. Контакты низковольтных вакуумных дугогасительных камер были рассмотрены в докладе **К. К. Намитокова, Д. С. Солопихина, И. Я. Суrowцева**. Исследованы контакты из молибдена с углублениями, заполненными сплавом сурьмы и висмута. Они использованы в вакуумных контакторах и выдержали 3 млн. циклов коммутации тока 170 А.

И. И. Кравецкий, И. Г. Некрашевич и А. В. Смирнов сообщили результаты исследования электроэрозионных процессов на однородных и композиционных биметаллических контактах. Выяснен ряд особенностей происходящих здесь процессов и дано объяснение распределения эрозионных слоев на композиционных контактах при воздействии на них коротких дуг. Ряд докладов был посвящен повышению надежности замкнутых контактов. **Н. Н. Дзекер** сообщил о соединении плоских алюминиевых шин полимерным электропроводящим клеем. Показана высокая механическая прочность, термостойкость, электропроводность и защищенность от воздействия внешней среды клеевых соединений. О другом решении этой задачи доложил **Р. И. Остапенко**. В место соединения плоских шин вводится тонкая металлическая прокладка, покрытая слоем легкоплавкого сплава, проникающего во все углубления микрошероховатости. Это понижает переходное сопротивление и уплотняет контактное соединение. Улучшение контактных соединений может быть осуществлено путем разрушения поверхностных пленок с помощью микросдвигов. Теоретическому и экспериментальному исследованию происходящих здесь процессов был посвящен доклад **М. А. Коротокова и А. С. Шевченко**.

О методе прогнозирования роста сопротивления замкнутых контактов доложил **М. Е. Евсеев**. Основываясь на этом методе, **Н. Г. Мясникова** провела анализ главных и дугогасительных контактов выключающих аппаратов и установила возможность повышения допустимых для дугогасительных контактов температур по сравнению с ныне принятыми. Исследованию сопротивления серебросодержащих контактов автоматических выключателей при длительной токовой нагрузке посвящен доклад **К. К. Намитокова, В. В. Шевчука и В. К. Спилки**. Показано, что при наработке до 10⁴ ч наблюдается монотонное изменение переходного сопротивления, после чего наступает резкое его ухудшение. Приведены соотношения, определяющие зависимость сопротивления исследованных контактов от времени и температуры. **К. К. Намитоков и И. В. Пархоменко** исследовали износ и переходное сопротивление контактов в различных средах и установили кор-

реляционные зависимости, определяющие воздействие среды на работу контактов.

М. В. Кораблев и **Ю. М. Долинский** сообщили о росте сопротивления замкнутых электрических контактов в трансформаторном масле. Обсуждение указанных докладов вызвало дискуссию о критериях для определения срока службы замкнутых контактов: нужно ли его устанавливать по росту переходного сопротивления или по обнаруженному **В. М. Кораблевым** характеристическому падению напряжения, лежащему в пределах от 0,1 до 0,3 В. Решено, что этот вопрос подлежит дальнейшему рассмотрению.

При включении больших токов короткого замыкания контакты автоматических выключателей часто свариваются или выгорают. Отысканию путей для повышения включающей способности аппаратов посвятили свою работу **В. И. Гусев** и **Н. Г. Мясникова**. Оказалось, что контакты «медь — медь нитрид бора» практически не свариваются. Совсем не свариваются медные контакты с композиционными жидкометаллическими контактами, имеющими волокнистые прокладки, пропитанные галлием. Другим способом повышения включающей способности является дробление контактов на параллельные части. Наконец, тем же целям служит повышение степени компенсации электродинамических сил.

Подводя итоги по докладам из этой области, отметим следующее. Вакуум по своим дугогасительным свойствам превосходит другие среды. Однако его ценные характеристики могут быть использованы только при соответствующих материалах и конструкциях контактов. Проведенные исследования ценны тем, что они устанавливают возможность осуществления таких контактов, обладающих к тому же высокой износостойкостью и допускающих миллионы коммутационных циклов. Это расширяет использование вакуумных выключателей и позволяет их применять как в качестве коммутационных, так и аппаратов управления. Новым направлением в оценке надежности контактов являются расчетные методы прогнозирования поведения контактов в эксплуатации и определения их срока службы. Одним из непосредственных практических выводов этой теории является пересмотр допустимых температур контактов, что ведет к экономии меди и серебра. Если прогнозирование поведения контактов позволяет определить их срок службы, то склеивание контактов, как равно и введение между ними слоя легкоплавкого металла, существенно удлиняет этот срок и повышает надежность соединения.

Жидкометаллические контакты. Здесь, наряду с традиционным использованием этих контактов в технике слабых токов, появилось новое направление: жидкометаллические контакты в силовых аппаратах.

В докладах **А. В. Веретенникова**, **Д. Г. Зазовского**, **В. И. Приходченко**, **Л. А. Шифрина** и других даны описание и приведены результаты испытаний многоамперного выключателя постоянного тока 25 кА 100 В с жидкометаллическими контактами, а также рассмотрены особенности дугогашения в аппаратах с жидкометаллическими контактами.

О композиционных жидкометаллических контактах для силовых аппаратов было сообщено в докладе **В. Л. Беляева** и **Н. Г. Мясниковой**. В этих контактах протекание тока происходит через пористые или волокнистые прокладки, пропитанные жидким металлом. Приведены результаты исследования таких контактов и указана перспектива их использования.

Б. Л. Алиевский, **Б. А. Базарнов** и **Н. П. Попов** свои доклады посвятили вопросам использования жидкометаллических контактов для токосъема в многоамперных униполярных машинах, а доклад **Б. В. Метлина** указывает на целесообразность совмещения контактных и опорных узлов в униполярных машинах. Такие узлы снабжаются контактной жидкостью-смазкой, что улучшает динамические характеристики ротора.

Вопросы слабых токовых жидкостных контактов нашли отражение в докладе **В. Г. Дегтерья**, изложившего историю развития и использования жидкометаллических контактов; он сообщил также об особенностях фриттинга в них. Здесь отсутствует механическое нажатие, а поверхностная пленка не подвергается воздействию внешних механических сил.

О. С. Петрошавичуте, **М. Г. Вангайтис** и **В. С. Зарецкас** сообщили о сильном влиянии смачивания твердометаллического контакта жидким металлом на сопротивление контактов и исследовали смачиваемость молибдена ртутью.

Анализируя содержание докладов по жидкометаллическим контактам, отметим следующее. Достижением, расширяющим

использование жидкометаллических контактов, является разработка выключателей с номинальным током 25 кА и выше, имеющих малые тепловые потери, не сваривающиеся и не требующие большого нажатия контакты, что упрощает и облегчает приводные механизмы. Существенным достижением является также создание композиционных жидкометаллических контактов с малым переходным сопротивлением, для которых не требуется разработки специальной конструкции. Эти контакты могут быть использованы в существующих аппаратах и заменить серебро. Большое значение имеют исследования мест соприкосновения меди с галлием. Установлено, что эффективным покрытием, защищающим медь от химического взаимодействия с галлием, является ее оловянирование или хромирование. Эффективным путем повышения надежности жидкометаллических контактных устройств является их герметизирование.

Магнитоуправляемые контакты. **М. Г. Кобленц** рассмотрел особенности конструкции силовых герметизированных контактов (герсиконов) с номинальным током 63 и 100 А, 380 В и электрической износостойкостью 6 млн. циклов, способных коммутировать цепи электродвигателей. В докладе **Б. К. Буля** и других рассмотрено влияние коммутлируемого тока на температуру герконов повышенной мощности. При токе нагрузки 8—10 А для серебряных контактных покрытий температура контакт-деталей равна 200°. Герконом повышенной мощности посвятил свой доклад **Ю. М. Макарычев**. Он исследовал конструкции с двумя параллельными и двумя последовательными контактными парами и показал, что здесь можно ослабить воздействие дуги на контактные покрытия и повысить износостойкость. О возможности создания герконов с внутренней магнитной памятью (гезаконов) сказано в докладе **Л. И. Рабкина**, **А. В. Васильева**, **И. Н. Евгеновой**. Гезаконы срабатывают от кратковременного сигнала (1 мс) и могут сохранять неограниченное время замкнутое и разомкнутое состояние. Разработаны конструкции гезаконов для установки техники связи.

Таким образом, установлено, что проблемы применения герметизированных магнитоуправляемых контактов становятся все более актуальными, так как герконы обеспечивают значительное повышение надежности, уменьшение габаритов, не требуют обслуживания. Так же, как бесконтактные аппараты, герконы свободны от воздействия внешней среды и не имеют движущихся частей (кроме самих контактов). Однако бесконтактные аппараты чувствительны к электромагнитным полям и не осуществляют полного разрыва цепи. Герконы этими недостатками не обладают. Это обеспечило им быстрое расширение области использования. Особо должны быть отмечены силовоточные герметизированные контакты, способные коммутировать цепи электродвигателей. Благодаря высокой надежности они в ряде случаев удобнее для управления, чем аппараты на полупроводниках. Их развитие открывает новую герсиконную автоматику управления.

В области слаботочной техники значительным достижением является разработка магнитоуправляемых контактов, срабатывающих от кратковременных сигналов и обладающих магнитной памятью. Гезаконы дают возможность создания высококачественной аппаратуры управления и связи.

Контактные материалы. Вопросам разработки контактных материалов в связи с задачей экономии серебра был посвящен доклад **И. П. Мелашенко**. Указаны следующие основные пути создания биметаллических контактов с нерабочей частью из неблагородных металлов, в первую очередь из никеля: создание новых контактных композиционных материалов с пониженным содержанием серебра (до 15%) без уменьшения ресурса работы; разработка тонких металлокерамических контактов (0,8—0,1 мм) методом прокатки или прессовки из порошков; освоение контактов «медь — вольфрам с волокнистыми стержнями» для высоковольтных аппаратов.

О контактах с пониженным содержанием серебра доложили **А. Б. Альтман**, **В. А. Бродов** и **Э. С. Быстров**. Они показали, что при неизменных износостойкости и переходном сопротивлении экономия серебра может быть получена в результате применения следующих металлокерамических контактов: контактная пара 60% Ag — 40% Ni с никелевым подслоем позволяет экономить 12—15% серебра; контактная пара с мелкодисперсной структурой 50% Ag — 50% Ni без никелевого подслоя дает возможность экономить до 17% серебра. Экономия серебра может быть достигнута использованием контактов из разных материалов. Показано, что применение в качестве неподвижного контакта сплава из 85% Ag и

15% CdO, а в качестве подвижного — 70% Ag и 30% Ni уменьшает содержание серебра на 8%.

А. М. Бела-Белов и его сотрудники исследовали ряд металлокерамических композиций с целью выяснения возможности повышения физико-механических характеристик и электрической износостойкости контактов автоматических выключателей и рекомендовали мелкодисперсные композиции СП40М в паре с СГ5К1, как имеющие более высокие характеристики, чем применяемые ныне СН30 и СН30М. **О. К. Теодорович** и другие исследовали устойчивость контактов на основе молибдена при коммутации токов короткого замыкания. Рассмотрены композиции «медь—молибден» и «медь—кобальт». Оказалось, что они не уступают по электрической износостойкости и способности противостоять свариванию при токах короткого замыкания ныне применяемым контактам «медь—вольфрам», однако значительно экономичнее последних.

Г. Н. Братерская и **В. Г. Затовский** исследовали влияние смазочных наполнителей на коэффициент трения и износостойкость скользящих серебряных контактов. Исследованы материалы на основе серебра, упрочненного кобальтом и кадмием, с дополнением смазочных наполнителей графита, дисульфита молибдена, рения, ниобия. Оказалось, что эти материалы в контакте с бронзой имеют коэффициент трения в 2—3 раза меньший, чем серебро. Упрочнение материала в целях повышения износостойкости достигается легированием серебра или введением дисперсных частиц.

При подведении итогов было отмечено, что для получения стабильных и износостойких контактов при всемерной экономии серебра необходимы следующие основные мероприятия, относящиеся к контактным материалам;

переход на контакты с никелевой или медной основой и рабочим слоем серебра или металлокерамики толщиной 0,5—0,8 мм;

разработка и освоение производством металлокерамических контактов толщиной до 1 мм, а также контактов с уменьшенным содержанием серебра при сохранении ресурса их работы;

в целях экономии серебра при соединении контактных накладок с контактодержателями использовать холодную сварку, сварку ультразвуком, взрывом и другие методы сварки, не требующие припоев;

разработать и освоить на производстве порошковые и тестообразные высокотемпературные припои с пониженным содержанием серебра, особенно необходимые для металлокерамических контактов.

Итоги совещания. Совещание отмечает, что на ближайшие десятилетия в сильноточном аппаратостроении массовое применение будет иметь контактная аппаратура, основанная на классических принципах действия. В связи с этим разработка мероприятий по повышению качества и надежности

электрических контактов остается важнейшей задачей исследователей, конструкторов, производственников.

За последние годы углубились знания физики процессов в контактах, повысился уровень теоретических разработок, улучшились характеристики контактных систем, повысилась их надежность, износостойкость, токи сваривания, созданы контакты, работающие в вакууме, элегазе, инертных и агрессивных средах, освоены магнитоуправляемые контакты. Значительные достижения получены при разработке контактных материалов с заданными характеристиками. Однако наряду с достижениями имеют место и недостатки. Уровень научно-исследовательских, опытно-конструкторских и технологических разработок не соответствует стоящим задачам. Работы ведутся без необходимой координации. Отсутствует постоянный обмен информацией. Отсутствует связь между секцией электрических аппаратов ЦП НТОЭ и ЭП и международными организациями, суммирующими мировой опыт в области электрических контактов. Оборудование отечественных лабораторий не соответствует современным требованиям.

Совещание считает необходимым проведение следующих мероприятий.

Расширение и углубление исследований по теории и практике различных видов контактов. Разработку мероприятий по повышению их надежности, экономичности, приспособленности к различным климатическим, производственным, атмосферным условиям.

Разработку методики выбора контактов и контактной аппаратуры с учетом реальных процессов, происходящих в системах, где они применяются, а также установление правил определения надежности и срока службы контактов.

Существенного развития требует экспериментальная база научно-исследовательских лабораторий и испытательных отделов предприятий.

В связи с тем, что мировые запасы многих контактных материалов, и особенно серебра, крайне ограничены и быстро иссякают, совещание считает мероприятия по их экономии важнейшей задачей. Сюда относятся: разработка способов экономного расходования и рационального использования серебра и других драгоценных металлов; организация мер по сбору использованного серебра и включения его в промышленный круговорот; разработка новых контактных материалов без серебра в сочетании с новыми конструкциями аппаратов и новыми электрическими схемами; углубленное изучение физических процессов на контактах и в коммутационных системах с точки зрения исключения серебра. Особое внимание должно быть уделено правильному выбору аппаратов, так как многие проектирующие и эксплуатирующие организации используют аппараты с более высокими характеристиками, чем это необходимо по условиям эксплуатации, и тем вызывают непроизводительный дополнительный расход серебра и меди.

Решение содержит ряд детализированных мероприятий по осуществлению приведенных положений.

Доктор техн. наук БРОН О. Б.

Уважаемый читатель!

РЕДАКЦИЯ ЖУРНАЛА «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»
ИНФОРМИРУЕТ ВАС О КНИГАХ, ВЫПУСКАЕМЫХ
ИЗДАТЕЛЬСТВОМ «ЭНЕРГИЯ» В 1979 г.

Электротехника

- План № 114. **Афанасьев В. В., Якунин Э. Н.** Разъединители. — 16,5 л. — В пер.: 1 р.
План № 134. **Батусов С. В.** Светосигнальные установки. — 9 л. — 45 к.
План № 97. **Белоруссов Н. И., Саакян А. Е., Яковлев А. И.** Электрические провода, кабели и шнуры: Справочник/ Под ред. Н. И. Белоруссова. — 4-е изд., перераб. — 66 л. — В пер.: 3 р. 80 к.

- План № 127. **Борцов Ю. А., Соколовский Г. Г.** Тиристорные системы электропривода с упругими связями. — 10,5 л. — В пер.: 70 к.
План № 99. **Брайнин Э. И.** Контроль элементов электрических машин и аппаратов методом падения потенциала. — 5,5 л. — 30 к.
План № 103. **Брынский Е. А., Данилевич Я. Б., Яковлев В. И.** Электромагнитные поля в электрических машинах. — 13 л. — В пер.: 85 к.

- План № 104. **Вибрации** и шум электрических машин малой мощности/ Волков Л. К., Ковалев Р. Н., Никифорова Г. Н. и др. — 15 л. — В пер.: 95 к.
- План № 125. **Герман-Галкин С. Г.** Широко-импульсные преобразователи. — 6 л. — 30 к.
- План № 135. **Гиндин Э. Л., Кузнецов В. М.** Конструктивные узлы осветительных установок. — 10 л. — В пер.: 70 к.
- План № 126. **Ермуратский В. В., Ермуратский П. В.** Конденсаторы переменного тока в тиристорных преобразователях. — 15 л. — В пер.: 95 к.
- План № 105. **Исакович М. М., Клейман Л. И., Перчанок Б. Х.** Устранение вибрации электрических машин. — 2-е изд., перераб. и доп. — 15,5 л. — В пер.: 95 к.
- * План № 278. **Кабели** и провода с изоляцией из кремнийорганической резины/ Григорян А. Г., Кранихфельд Л. И., Фролов В. Г. и др. — 10,5 л. — 55 к.
- План № 115. **Кобленц М. Г.** Силовые герконы. — 11,5 л. — 60 к.
- План № 106. **Коллекторы** электрических машин/ Бочаров В. И., Красовский Б. Н., Двойчинков М. Г. и др.: Под ред. Б. Н. Красовского. — 16 л. — В пер. 1 р.
- План № 94. **Корицкий Ю. В.** Основы физики диэлектриков: Учебник для техникумов. — 17 л. — В пер.: 75 к.
- План № 100. **Конрад В.** Электротехника: Кратко и наглядно. Пер. с нем. — 14 л. — 1 р.
- План № 98. **Крановое** электрооборудование: Справочник/ Алексеев Ю. В., Богословский А. П., Певзнер Б. П. и др. Под ред. А. А. Рабиновича. — 13 л. — В пер.: 2 р. 40 к.
- План № 95. **Крюков К. П., Новгородцев Б. П.** Конструкция и механический расчет линий электропередачи: Учебник для техникумов. — 2-е изд., перераб. и доп. — 21 л. — В пер.: 90 к.
- * План № 277. **Куцевалов В. М.** Асинхронные и синхронные машины с массивными роторами. — 2-е изд., перераб. — 13,5 л. — 70 к.
- План № 136. **Кучикян Л. М.** Физическая оптика волоконных световодов. — 17 л. — В пер.: 1 р. 10 к.
- План № 101. **Кучинский Г. С.** Частичные разряды и электрическое старение изоляции высоковольтных конструкций. — 19 л. — В пер.: 1 р. 50 к.
- План № 107. **Лютер Р. А.** Вопросы теории и расчета синхронных машин. — 15,5 л. — В пер.: 1 р. 55 к.
- План № 129. **Михаилев А. С., Миловоров В. П.** Следящие системы с бесконтактными двигателями постоянного тока. — 10,5 л. — 55 к.
- План № 128. **Мэрфи Дж. М.** Тиристорное управление двигателями переменного тока: Пер. с англ. — 22 л. — В пер.: 1 р. 60 к.
- План № 108. **Надежность** изоляции электрических машин/ Галущко А. И., Оснач Ф. Г., Максимова И. С. и др. — 11,5 л. — 65 к.
- План № 116. **Намитоков К. К., Хмельницкий Р. С., Аникиева К. Н.** Плавкие предохранители. — 13 л. — 65 к.
- План № 91. **Общая электротехника:** Учебник для вузов/ Блажкин А. Т., Бесекерский В. А., Фабрикант Е. А. и др.; Под ред. А. Т. Блажкина. — 3-е изд., перераб. и доп. — 31 л. — В пер.: 1 р. 30 к.
- План № 119. **Окадаки К.** Пособие по электротехническим материалам: Пер. с яп. — 24 л. — 55 к.
- План № 130. **Онищенко Г. Б., Локтева И. Л.** Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания. — 12,5 л. — 65 к.
- План № 131. **Осипов О. И., Уснин Ю. С.** Промышленные помехи и способы их подавления в вентильных электроприводах постоянного тока. — 6,5 л. — 35 к.
- План № 117. **Полтев А. И.** Конструкции и расчет элегазовых аппаратов высокого напряжения. — 18 л. — В пер.: 1 р. 20 к.
- План № 96. **Розанов Ю. К.** Основы силовой преобразовательной техники: Учебник для техникумов. — 27,5 л. — В пер.: 1 р. 10 к.
- План № 112. **Ройзенман М. И., Антонов Г. В.** Ремонт магнитопроводов трансформаторов. — 2-е изд., перераб. — 14,5 л. — (Трансформаторы). — 75 к.
- * План № 279. **Сборник стандартов США** по испытаниям электроизоляционных материалов: Пер. с англ. — 52 л. — В пер.: 3 р. 90 к.
- План № 132. **Свечарник Д. В.** Линейные электроприводы. — 13 л. — 65 к.
- План № 137. **Сенилов Г. Н.** Светотехнические импульсные установки непрерывного действия. — 13 л. — 65 к.
- План № 120. **Сергеев В. В., Булыгина Т. И.** Магнитотвердые материалы. — 15,5 л. — В пер.: 95 к.
- План № 109. **Сипайлов Г. А., Харьков К. А.** Генераторы ударной мощности. — 10,5 л. — 55 к.
- План № 121. **Соколов А. Д., Швец М. М., Артемов В. С.** Производство электротехнических деталей из реактопластов литьем под давлением. — 12,5 л. — 65 к.
- План № 92. **Теоретические основы электротехники.** В 3-х частях: Учебник для вузов/ Под общ. ред. Г. И. Атабекова. Ч. II и III. Нелинейные электрические цепи. Электромагнитное поле/ Атабеков Г. И., Купалян С. Д., Тимофеев А. Б., Хухриков С. С. — 4-е изд., перераб. — 27 л. — В пер.: 1 р. 30 к.
- План № 113. **Технология** и механизация производства обмоток и изоляции трансформаторов/ Герасимова Л. С., Дейнега И. А., Чечелюк Я. З., Пшеничный Г. И. — 2-е изд., перераб. — 25 л. — (Трансформаторы). — В пер.: 1 р. 50 к.
- План № 122. **Технология** обработки высококоэрцитивных магнитных сплавов/ Худобин Л. В., Бударин А. М., Сальковский Ф. М. и др. — 12,5 л. — 65 к.
- План № 110. **Толкунов В. П.** Теория и практика коммутации электрических машин постоянного тока. — 16,5 л. — В пер.: 1 р.
- План № 123. **Фялков А. С.** Углеродистые материалы. — 23 л. — В пер.: 1 р. 30 к.
- План № 93. **Чишкин М. Г., Ключев Е. И., Сандлер А. С.** Теория автоматизированного электропривода: Учеб. пособие для вузов. — 44 л. — В пер.: 1 р. 80 к.
- План № 118. **Шевченко С. М.** Движение и удары в электрических аппаратах автоматического управления. — 10,5 л. — 55 к.
- План № 111. **Электрические** двигатели с гладким якорем для систем автоматики/ Васильев Ю. К., Лазарева Г. В., Рубан Н. С. и др.; Под ред. Ю. К. Васильева. — 11,5 л. — 60 к.
- План № 133. **Электрические** машины в тяговом автономном электроприводе/ Андреев Ю. П., Исаакян К. Т., Машихин Л. Д. и др.; Под ред. А. П. Пролыгина. — 18,5 л. — В пер.: 1 р. 10 к.
- План № 124. **Электроизоляционные материалы** высокой нагревостойкости/ Тареев Б. М., Забырина К. И., Асновч Э. З., Колганова В. А. — 17,5 л. — В пер.: 1 р. 10 к.

Библиотека светотехника

- План № 138. **Клюев С. А.** Освещение производственных помещений. — 11 л. — 55 к.
- План № 139. **Мироненков В. В., Петрова Н. Л.** Газосветные установки. — 7 л. — 45 к.

Автоматика, вычислительная
и измерительная техника

- План № 166. **Андреев Ю. А., Абрамзон Г. В.** Преобразование тока для измерений без разрыва цепи. — 11,5 л. — В пер.: 75 к.
- План № 155. **Баранов С. И.** Синтез микропрограммных автоматов. (Граф-схемы и автоматика). — 2-е изд., перераб. и доп. — 15,5 л. — В пер.: 95 к.
- План № 164. **Белова Д. А., Кузин Р. Е.** Применение ЭВМ для анализа и синтеза автоматических систем управления/ Под ред. А. В. Негушила. — 20 л. — (Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством). — 20 л. — В пер.: 1 р. 30 к.
- План № 167. **Виленин С. Я.** Статистическая обработка результатов исследований случайных функций. — 20 л. — В пер.: 1 р. 30 к.
- План № 176. **Вуль В. А.** Оптические запоминающие устройства. — 12,5 л. — В пер.: 80 к.

- План № 145. **Горбатов В. А.** Семантическая теория проектирования. — 18 л. — В пер.: 1 р. 20 к.
- План № 149. **Дамбраускас А. П.** Симплексный поиск. — 11 л. — 55 к.
- План № 150. **Дейч А. М.** Методы идентификации динамических объектов. — 13 л. — 65 к.
- План № 165. **Дудников Е. Е., Цодиков Ю. М.** Типовые задачи оперативного управления непрерывным производством. — 17,5 л. — (Применение вычислительных машин в исследованиях и управлении производством). — В пер.: 1 р. 20 к.
- План № 168. **Жерновой А. И.** Измерение магнитных полей методом нутации. — 6 л. — 30 к.
- План № 151. **Жимерин Д. Г., Мясников В. А.** Автоматизированные и автоматические системы управления. — 2-е изд., перераб. и доп. — 42 л. — В пер.: 3 р. 20 к.
- План № 140. **Задачник по теории автоматического управления:** Учеб. пособие для вузов/Андреев Н. И., Васильев С. К., Захаров В. Н. и др.; Под ред. А. С. Шаталова. — 2-е изд., перераб. и доп. — 28 л. — В пер.: 1 р. 30 к.
- План № 156. **Ильин В. Н.** Основы автоматизации схемотехнического проектирования. — 2-е изд., перераб. и доп. — 22 л. — В пер.: 1 р. 40 к.
- План № 177. **Иоффе А. Ф.** Многозначные магнитные счетные элементы и структуры. — 22 л. — 55 к.
- План № 157. **Каган Б. М., Сташин В. А.** Микропроцессоры в цифровых системах. — 12 л. — 60 к.
- План № 169. **Катыс Г. П.** Визуальная информация и зрение роботов. — 11 л. — 55 к.
- План № 141. **Кузин Л. Т.** Основы кибернетики: Основы кибернетических моделей: Учеб. пособие для вузов. — 46 л. — В пер.: 1 р. 90 к.
- План № 146. **Кузнецов О. П., Адельсон-Вельский Г. М.** Дискретная математика для инженера. — 22 л. — В пер.: 1 р. 60 к.
- План № 143. **Любимов Л. И., Форсилова И. Д.** Проверка средств электрических измерений: Справочная книга. — 15 л. — В пер.: 95 к.
- План № 158. **Макглин Д.** Микропроцессоры: Технология, архитектура, применение: Пер. с англ. — 16 л. — В пер.: 1 р. 20 к.
- План № 175. **Мартыненко Н. В., Шкабардня М. С.** Электроизмерительные самопишущие приборы. — 9 л. — (Электроизмерительные приборы). — 45 к.
- План № 147. **Минский М.** Фреймы для представления знаний: Пер. с англ. — 10 л. — 70 к.
- План № 144. **Монтаж приборов и средств автоматизации:** Справочник/Алексеев К. А., Антипин В. В., Борисов Г. С. и др.; Под ред. А. С. Ключева. — 2-е изд., перераб. и доп. — 66 л. — В пер.: 3 р. 60 к.
- План № 152. **Полисский Ю. Д.** Цифровое сравнение данных в АСУ ТП и схемах автоматики. — 8 л. — 40 к.
- План № 170. **Поскачей А. А., Чубаров Е. П.** Оптико-электронные системы измерения температуры. — 14,5 л. — В пер.: 90 к.
- План № 159. **Прангишвили И. В.** Микропроцессоры и микроЭВМ. — 12 л. — 60 к.
- План № 281. **Раннев Г. Г.** Хронопотенциографы. — 11 л. — (Физические и физико-химические методы контроля состава и свойств вещества). — 55 к.
- План № 153. **Смольников Л. П., Бычков Ю. А., Гудкова Н. В.** Расчет систем управления: (Численные методы). — 10,5 л. — В пер.: 70 к.
- План № 161. **Соболевский М. И.** Анализ и оптимизация структур вычислительных систем. — 13,5 л. — 70 к.
- План № 171. **Средства измерения параметров магнитного поля/Афанасьев Ю. В., Студенцов Н. В., Чечурина Е. Н., Щепкин А. П.** — 24 л. — В пер.: 1 р. 50 к.
- План № 162. **Танкелевич Р. Л.** Моделирующие микропроцессоры системы. — 8 л. — 40 к.
- План № 142. **Темников Ф. Г., Афонин В. А., Дмитриев В. И.** Теоретические основы информационной техники: Учеб. пособие для вузов. — 2-е изд. — 31 л. — В пер.: 1 р. 40 к.
- План № 178. **Тищенко Н. М.** Проектирование магнитных и полупроводниковых элементов автоматики. — 2-е изд. — 33 л. — В пер.: 2 р.
- План № 179. **Фабрикант Е. А., Воскобойников Р. Л.** Интегрирующий привод. — 10,5 л. — В пер.: 70 к.
- План № 172. **Хазанов Б. И.** Интерфейсы измерительных систем. — 8 л. — 40 к.
- План № 173. **Цветков Э. И.** Основы теории измерений статистических характеристик случайных процессов. — 21 л. — В пер.: 1 р. 30 к.
- План № 163. **Чернышев Ю. А., Аббакумов И. С.** Расчет и проектирование устройств ЭВМ с пассивным резервированием. — 9 л. — 45 к.
- План № 154. **Чинаев П. И., Гостев В. И.** Замкнутые системы с периодически изменяющимися параметрами: (Инженерные методы анализа и расчета). — 16,5 л. — В пер.: 1 р.
- План № 148. **Шенк Р.** Обработка семантической информации: Пер. с англ. — 21 л. — В пер.: 1 р. 70 к.
- План № 174. **Электроизмерительные устройства для диагностики машин и механизмов/Ермолов Р. С., Ивашев Р. А., Колесник В. К., Морозов Г. Ф.** — 10 л. — В пер.: 70 к.

Библиотека по автоматике

- План № 180. **Введение в технику работы с таблицами решений:** Пер. с нем./Фрайтаг Г., Годе В., Якоби Г. и др. — 7 л. — 45 к.
- План № 181. **Волгин В. В., Каримов Р. Н.** Оценка корреляционных функций в промышленных системах управления. — 6,5 л. — 35 к.
- План № 182. **Гусев В. Г., Андрианова Л. П.** Индукционные и магнитомодуляционные преобразователи для передачи информации с вращающихся объектов. — 6,5 л. — 35 к.
- План № 183. **Журавлев Ю. П., Забубенов В. Н.** Мультитаймеры. — 5 л. — 25 к.
- План № 184. **Кулаков М. В., Макаров Б. И.** Измерение температуры поверхности твердых тел. — 8 л. — 40 к.
- План № 185. **Литвак В. И.** Фотореле в системах автоматики. — 9 л. — 45 к.
- План № 186. **Петросян К. А., Атоян Р. В.** Специальные схемы цифровых устройств. — 5,5 л. — 30 к.
- План № 187. **Пухлов Л. Н.** Миниатюрные время-импульсные устройства. — 5,5 л. — 30 к.
- План № 188. **Фандеев Е. Н., Ушаков В. Г., Лушаев Г. А.** Непогружаемые термоприемники. — 5,5 л. — 30 к.

Радиотехника и электроника

- План № 194. **Алексеев В. А., Арефьев В. А.** Тепловые трубы для охлаждения и термостатирования радиоэлектронной аппаратуры. — 8 л. — 40 к.
- План № 195. **Балбашов А. М., Червоненкис А. Я.** Магнитные материалы для микроэлектроники. — 14 л. — 70 к.
- План № 189. **Бочаров Л. Н.** Электронные приборы: Учебник для техникумов. — 22 л. — В пер.: 1 р.
- План № 203. **Векслер Г. С., Штильман В. И.** Транзисторные сглаживающие фильтры. — 2-е изд. — 11 л. — 55 к.
- План № 196. **Житников В. С., Куркин В. И.** Оборудование для производства резисторов. — 19 л. — В пер.: 1 р. 40 к.
- План № 205. **Игунов Д. В., Чернышев А. А., Шведов А. Н.** Особенности применения оптронов в режиме малых токов. — 5 л. — 25 к.
- План № 197. **Извозчиков В. А., Тимофеев О. А.** Фотопроводящие окислы свинца в электронике. — 10 л. — В пер.: 70 к.
- План № 221. **Конюшков Г. В., Зотов Б. М., Меркин Э. И.** Ферриты и их соединения с металлами и керамикой. — 14 л. — (Электронное материаловедение). — 70 к.
- План № 215. **Корнилов Р. В., Сандеров В. Л.** Расчет комплексов оборудования микроэлектроники. — 7 л. — 35 к.
- План № 206. **Мартышов К. И., Тихонов А. И., Зайцев Ю. В.** Прецизионные непроволочные резисторы. — 13 л. — 65 к.

- План № 198. Мелен Р., Гарланд Х. Интегральные микросхемы с КМОП структурами: Пер. с англ.—10 л.—65 к.
- План № 199. Никонов Б. П. Оксидный катод.—17 л.—В пер.: 1 р.
- План № 216. Мягков А. Т., Корсетов Е. М. Химико-технологическая аппаратура микроэлектроники.—17 л.—В пер.: 1 р.
- План № 190. Николаев И. М., Филинук Н. А. Микроэлектронные устройства и основы их проектирования: Учебник для техникумов.—22 л.—В пер.: 1 р.
- План № 191. Охрана труда в радио- и электронной промышленности: Учебник для техникумов/Павлов С. П., Павлов И. П., Виноградов Л. С. и др.; Под общ. ред. С. П. Павлова.—17 л.—В пер.: 85 к.
- План № 207. Полякова А. Л. Деформация полупроводников и полупроводниковых приборов.—10 л.—50 к.
- План № 204. Полянин К. П. Интегральные стабилизаторы напряжения.—13 л.—65 к.
- План № 217. Папков В. С., Цыбульников М. Б. Эпитаксиальные кремниевые слои на диэлектрических подложках и приборы на их основе.—5,5 л.—30 к.
- План № 218. Пипко А. И., Плисковский В. Я., Пенчко Е. А. Конструирование и расчет вакуумных систем.—3-е изд.—33 л.—В пер.: 2 р.
- План № 200. Рубчинский А. М. Организация и планирование производства радиоаппаратуры.—3-е изд.—16 л.—В пер.: 95 к.
- План № 222. Савицкий Е. М., Тылкина М. А., Левин А. М. Сплавы рения в электронике.—17 л.—(Электронное материаловедение).—В пер.: 1 р. 20 к.
- План № 219. Сироткин В. С., Пресс Ф. П. Управление технологическими процессами производства полупроводниковых приборов.—15 л.—В пер.: 90 к.
- План № 208. Смагин Ю. Е. Матричные испытания радиоэлектронной аппаратуры с помощью ЭВМ.
- План № 192. Справочник по радиоэлектронным системам. В 2-х томах. Т. 1/ Захаров В. М., Кривицкий Б. Х., Мамаев А. С. и др.; Под ред. Б. Х. Кривицкого.—44 л.—В пер.: 2 р. 70 к.
- План № 193. Справочник по радиоэлектронным системам. В 2-х томах. Т. 2/ Болошин И. А., Быков В. В., Васин В. В. и др.; Под ред. Б. Х. Кривицкого.—42 л.—В пер.: 2 р. 60 к.
- План № 220. Федоров Л. П., Багров В. М., Тихонов Ю. Н. Производство полупроводниковых приборов.—28 л.—В пер.: 1 р. 70 к.
- План № 202. Чуа Л. О., Пен-Мин-Лин. Машинный анализ электронных схем: Алгоритмы и вычислительные методы. Пер. с англ.—56 л.—В пер.: 3 р. 90 к.
- План № 201. Ханке Х. И., Фабиан Х. Технология производства радиоэлектронной аппаратуры: Пер. с нем.—46 л.—В пер.: 3 р. 20 к.
- План № 209. Яблонский Ф. М. Газоразрядные приборы для отображения информации.—10 л.—50 к.

Библиотека по радиоэлектронике

- План № 210. Бялик Л. И., Ячевский В. И. Работа ключевых транзисторных каскадов при реальных переключающих сигналах.—7 л.—35 к.
- План № 211. Жовинский А. Н., Жовинский В. Н. Инженерный экспресс-анализ случайных процессов.—6 л.—30 к.
- План № 212. Мостыко В. С. Регулировка полосы пропускания избирательных усилителей.—9 л.—45 к.
- План № 213. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов/ Анисимов В. И., Капитонов М. В., Прокопенко Н. Н., Соколов Ю. М.—12,5 л.—80 к.
- План № 214. Семенов К. А. Анализ линейных электрических цепей методом круговых диаграмм.—7 л.—35 к.

Библиотека технолога радиоэлектронной аппаратуры

- План № 223. Бахтин Б. И. Автоматизация в проектировании и производстве печатных плат радиоэлектронной аппаратуры.—6,5 л.—35 к.
- План № 224. Кондакова Л. В., Михайлова В. А. Стеклометаллические корпуса для полупроводниковых и электровакуумных приборов.—7 л.—35 к.
- План № 225. Мельников П. С. Технология производства электрических разъемов.—7 л.—35 к.
- План № 226. Рюмин В. П. Технология и применение серебряных и окиснооловянных тонкослойных покрытий.—6 л.—30 к.
- План № 227. Юрков Л. Ф., Леко В. К. Переходные стекла и спай в электровакуумной промышленности.—7 л.—35 к.

С аннотациями на перечисленные книги можно ознакомиться в темплане выпуска литературы на 1979 год, который имеется во всех книжных магазинах.

Номера изданий даны по плану.

Книги, отмеченные звездочкой, помещены во вторую часть плана и в розничную продажу поступать не будут.

Индивидуальные покупатели могут их заказать только в специализированном магазине № 170 Москниги.

Адрес магазина: Москва, 121096, ул. Василисы Кожиной, д. 10. Магазин № 170 «Книга—почтой».

Телефон для справок: 145-61-42.

ПОПРАВКА

В статье «Двенадцатифазные преобразователи с глубоким ограничением аварийных токов» (1978 г., №8, с. 45—49) подпись к рис. 1 относится к рис. 2 и наоборот.

СОДЕРЖАНИЕ

Стеклов В. Ю., Грудинский П. Г. — Ленинский комсомол — шеф электрификации СССР	1
Баркан Я. Д. — Регулирование напряжения на электростанциях	4
Баринов В. А., Совалов С. А. — Определение установившихся режимов и аperiodической устойчивости сложных электроэнергетических систем при учете изменения частоты	10
Пухов Г. Е. — Математическая модель для расчета динамической устойчивости электрических систем	17
Каялов Г. М. — Шаговый метод расчета компенсации реактивных нагрузок в промышленной электрической сети	21
Мирзабекян Г. З., Дзиган В. П., Шеваленко И. С. — Определение условий, исключающих возникновение обратной короны, при питании электрофильтра напряжением переменной полярности	25
Жемеров Г. Г. — Расчет управляемого выпрямителя, работающего в циклическом режиме	30
Шипилло В. П., Долбня В. Т., Зезюлькин Г. Г. — Импульсная модель однофазного автономного инвертора	37
Попов П. Г., Шумилов Ю. А. — Анализ электромагнитных устройств с индуктивными связями методом конечных элементов	43
Свечарник Д. В. — Возможности и проблемы применения линейного электропривода на электроподвижном составе	48
Ветюков М. М., Ходжаев К. Ш. — Уравнения длительных нестационарных режимов синхронного генератора	54
Гостев В. И. — Корректирующий тракт для следящих систем переменного тока	59

ИЗ ОПЫТА РАБОТЫ

Ляпин А. Г., Рачек А. Я. — Интегральные и дифференциальные методы выявления обратной короны в электрофильтрах	63
Кукаркин А. В. — Результаты исследования работоспособности быстродействующих релейных устройств контактной сети 27,5 кВ при перекрытии нейтральной вставки	65

СООБЩЕНИЯ

Намитокоев К. К., Красовицкий В. Б., Волосов В. Е. — Активные потери энергии вихревого электромагнитного поля в проводнике прямоугольного сечения	70
Поляков Н. П., Ярушкин Ю. П. — Оптимизация режимов перемагничивания в магнитных генераторах импульсов	73
Ильченко А. В. — Расчет сложных осесимметричных систем с постоянными магнитами методом вторичных источников	76
Есенин В. В. — Способ анализа температурных зависимостей параметров электротехнических устройств в диапазоне температур одного знака	79
Бондалетов В. Н. — Изменение электромагнитного давления по толщине проводника в переходном и установившемся высокочастотных процессах	81
Богомолов В. С., Дорф Г. А., Львов Ю. Н., Ступель А. И., Чернова Ю. Р. — Исследование аperiodических составляющих переходных токов трехфазных коротких замыканий	83
ХРОНИКА	86

CONTENTS

Lenin's Komsomol — the Leader in the Electrification of the USSR — U. V. Steklov, P. G. Grudinsky	1
Voltage Regulation at Power Stations — J. D. Barkan	4
Determining Steady-State Operating Conditions and Aperiodic Stability of Complex Power Systems With Changes in the Frequency Accounted For — V. A. Barinov, S. A. Sovalov	10
A Mathematical Model for Calculating Power System Transient Stability — G. E. Pukhov	17
A Step-by-Step Method for Calculating Reactive Load Compensation in Industrial Networks — G. M. Kayalov	21
Determining Conditions Excluding Corona Formation When Applying a Variable Polarity Voltage to an Electrostatic Filter — G. Z. Mirzabekian, V. P. Dzigan, I. S. Shevalenko	25
Calculating a Controlled Rectifier for Cyclic Operation — G. G. Djemerov	30
A Pulse Process Model for a Single-Phase Independent Inverter — V. P. Shipillo, V. T. Dolbnya, G. G. Zeziulkin	37
Analysis of Electromagnetic Devices With Inductive Coupling by a Finite Element Method — P. G. Popov, U. A. Shumilov	43
Prospects and Problems in Electrified Railway Applications of Linear Electric Drives — D. V. Svecharnik	48
Equations for Lengthy Non-Steady-State Operation of a Synchronous Generator — M. M. Vetiukov, K. S. Khodjayev	54
The Correction Channel for A. C. Servo Systems — V. I. Gosteyev	59

FROM OPERATING EXPERIENCE

Integral and Differential Methods for Determining Reverse Corona on Electrostatic Filters — A. G. Lyapin, A. J. Rachek	63
On the Performance of High-Speed Relaying of the 27.5 kV Contact Circuit for Flashovers onto the Neutral Section — A. V. Kukarkin	65

REPORTS

Energy Losses of the Circuitual Electromagnetic Field in a Conductor of Rectangular Section — K. K. Namitokov, V. B. Krasovitsky, V. E. Volosov	70
Optimizing Remagnetization Conditions in Magnetic Pulse Generators — N. P. Poliakov, U. P. Jarushkin	73
Calculating Complex Axially Symmetrical Systems Having Permanent Magnets by a Secondary Source Method — A. V. Ilchenko	76
A Method of Analysing Temperature Relationships Between Parameters of Electrical Devices for Temperatures of One Sign — V. V. Yesenin	79
Variation of the Electromagnetic Pressure Along the Section of a Conductor During High-Frequency Transients and Steady-States — V. N. Bondaletov	81
A Study of D. C. Transient Components for Three-Phase Faults — V. S. Bogomolov, G. A. Dorf, U. N. Lvov, A. I. Stupel, U. R. Chernova	83
CHRONICLE	86

УДК 621.316.722:621.311

Регулирование напряжения на электростанциях. Баркан Я. Д. — «Электричество», 1978, № 11.
Регулирование напряжения на электростанциях производится с помощью вторичного регулятора напряжения, управляющего уставками АРВ. Располагаемая реактивная мощность генератора контролируется по параметрам статора. На этой основе производится распределение реактивной нагрузки между генераторами и ограничение возбуждения по верхнему и нижнему пределам. Тем самым в системе регулирования напряжения электростанций используются одинаковые элементы для решения всех задач.

УДК 621.311.016.351.001.24

Определение установившихся режимов и апериодической устойчивости сложных электроэнергетических систем при учете изменения частоты. Барин В. А., Совалов С. А. — «Электричество», 1978, № 11.
Рассмотрены вопросы определения установившихся режимов и статической апериодической устойчивости сложных электроэнергетических систем при учете изменения частоты. Приведены уравнения установившегося режима и предложены итерационные методы их решения, обеспечивающие сходимость итерационных процессов к статически апериодически устойчивым установившимся режимам. Библ. 7.

УДК 621.311.016.352.001.57

Математическая модель для расчета динамической устойчивости электрических систем. Пухов Г. Е. — «Электричество», 1978, № 11.
Система нелинейных дифференциальных уравнений динамической устойчивости с помощью введенных дополнительных операций над матрицами приведена к виду одного матрично-векторного уравнения, которое затем использовано для получения точной и приближенных алгебраических моделей электрической системы. Показано применение алгебраических моделей для расчета переходных процессов в системе. Библ. 6.

УДК 621.316.728.016.25.001.24

Шаговый метод расчета компенсации реактивных нагрузок промышленной электрической сети. Каялов Г. М. — «Электричество», 1978, № 11.
Изложены существо и обоснование нового метода определения числа, размещения, мощностей и напряжения батарей конденсаторов для экономической компенсации реактивных нагрузок промышленной электросети. Метод характеризуется единым шаговым алгоритмом расчета, который выполняется в направлении от конечных участков сети к источнику питания, без преобразования заданной структуры сети. Каждый шаг расчета решает задачу компенсации в зоне очередного узла ветвления сети; в целом по сети получается решение, близкое к экономически оптимальному. Библ. 4.

УДК 621.359.484.3

Определение условий, исключаяющих возникновение обратной короны, при питании электрофильтра напряжением переменной полярности. Мирзабекян Г. З., Дзиган В. П., Шеваленко И. С. — «Электричество», 1978, № 11.
Рассматривается способ устранения обратной короны в электрофильтре, заключающийся в периодическом изменении полярности питающего напряжения. На основе анализа процессов, возникающих в электрофильтре со слоем плохопроводящей пыли на осадительных электродах, определены условия, при которых возможно возникновение обратной короны, и найдены соотношения, которым должны удовлетворять интервалы между коммутациями полярности напряжения, чтобы при указанных условиях исключить возможность ее возникновения. Определен характер зависимости области допустимых интервалов между коммутациями, определяемых указанными соотношениями, от основных параметров коронного ряда и слоя осаждаемой пыли. Библ. 6.

УДК 621.382.233.026.001.24

Расчет управляемого выпрямителя, работающего в циклическом режиме. Жемеров Г. Г. — «Электричество», 1978, № 11.
Существует ряд областей применения управляемых выпрямителей, например, вентильный электропривод, в которых ток нагрузки и угол управления изменяются по некоторому циклическому закону.
Приведена методика расчета первичных токов, энергетических соотношений, спектра выходного напряжения выпрямителя, работающего в циклическом режиме при бесконечно большом и конечном числе пульсаций. Показано, что циклический режим может приводить к подмагничиванию питающего трансформатора постоянным током, асимметрии составляющих полной мощности в фазах сети, появлению неканонических гармоник на входе и выходе. Эти явления должны быть учтены при оценке колебаний напряжения питающей сети, выборе питающего трансформатора, расчете тиристорных по току. Библ. 6.

УДК 621.314.572.001.57

Импульсная модель однофазного автономного инвертора. Шипило В. П., Долбня В. Т., Зезюлькин Г. Г. — «Электричество», 1978, № 11.
Описывается методика строгого представления однофазного автономного инвертора в виде импульсной модели и вытекающий из этого аналитически точный метод расчета переходных и установившихся процессов в инверторе, использующий аппарат модифицированного z-преобразования. Библ. 6.

УДК [621.3:538.311].001.24

Анализ электромагнитных устройств с индуктивными связями методом конечных элементов. Попов П. Г., Шумилов Ю. А. — «Электричество», 1978, № 11.
Обсуждаются возможности численного расчета индукционных токов в элементах электромагнитных устройств (ЭУ) сложной конфигурации с плоскостными полями. Показано, что представление токов пропорциональными временной производной магнитного вектор-потенциала часто недопустимо. Формулируются условия необходимости учета «потенциальной» составляющей токов, учитывающей граничные условия по длине ЭУ и отражающей пространственные свойства эквивалентных электрических цепей, образованных проводящими включениями с незадаваемыми токами. Показана возможность их учета путем видоизменения матрицы системы уравнений, к решению которой сводится расчет поля методом конечных элементов. Приведен результат расчета. Библ. 13.

УДК 621.313.322.018.782.3.001.24

Уравнения длительных нестационарных режимов синхронного генератора. Ветюков М. М., Ходжаев К. Ш. — «Электричество», 1978, № 11.
Для автономного синхронного генератора описывается преобразование уравнений Парка—Горева к виду, когда часть уравнений содержит производные малый параметр, характеризующий рассеяние магнитных потоков. К полученной системе уравнений применяется асимптотический метод разделения движений, предложенный В. М. Волосовым. Образующиеся уравнения, которые описывают медленные переходные процессы генератора, существенно проще исходных уравнений Парка—Горева. В качестве примера рассмотрена динамика синхронного генератора, работающего за счет кинетической энергии предварительно раскрученного маховика. Эта задача сведена к интегрированию одного уравнения первого порядка, представляющего частный случай уравнения Абеля. Библ. 2.

УДК 621.359.484.015.532

Интегральные и дифференциальные методы выявления обратной короны в электрофильтрах. Ляпин А. Г., Рачек А. Я. — «Электричество», 1978, № 11.
В статье анализируются существующие интегральные методы определения наличия обратной короны на осадительном плоском электроде электрофильтра при наличии на нем высокоомного слоя пыли. Показано, что интегральные характеристики коронирующих промежутков зависят не только от наличия обратной короны на осадительных электродах, но и от скорости зарастания коронирующих электродов, температуры газа и его химического состава. Рассматриваются методы определения наличия обратной короны как по току с локального участка, так и по появлению импульсов. Разработан дифференциальный датчик для выделения сигналов обратной короны и подавления сигналов основной короны и других источников помех. Библ. 7.

УДК 621.332.025:621.316.925

Результаты исследования работоспособности быстродействующих релейных устройств контактной сети 27,5 кВ при перекрестной нейтральной вставке. Кукаркин А. В. — «Электричество», 1978, № 11.
Даны результаты исследования работоспособности быстродействующих релейных устройств контактной сети дорог переменного тока 27,5 кВ при замыкании на нейтральной вставке без замыкания на землю. Приведены формулы для определения токораспределения в ветвях схемы, полученные на основании составленных систем уравнений для различных режимов работы контактной сети при узловой схеме питания.
Дан анализ причин, вызывающих нечувствительность релейных устройств, установленных на контактной сети постов секционирования, работающих без выдержки по времени при этих режимах для участков с различными параметрами и конфигурациями схем. Сделаны выводы и даны рекомендации. Библ. 11.

УДК [621.315.5:538.3]:621.3.017

Активные потери вихревого электромагнитного поля в проводнике прямоугольного сечения. Намитоков К. К., Красовицкий В. Б., Волосов В. Е. — «Электричество», 1978, № 11.
Предложен новый метод определения активных потерь энергии вихревого магнитного поля в проводнике прямоугольного сечения, позволяющий найти распределение поля внутри проводника при произвольных значениях амплитуды магнитного поля на его поверхности. Полученные в работе обобщенные выражения позволяют производить расчеты для полей произвольной геометрии и в частном случае постоянных граничных условий переходят в формулы, приведенные в [Л. 1]. Библ. 4.

УДК 621.373.5

Анализ режимов перемагничивания в магнитных генераторах импульсов. Поляков Н. П., Ярушкин Ю. П. — «Электричество», 1978, № 11.
Рассмотрены межу импульсные процессы в магнитных генераторах импульсов при размагничивании насыщающихся дросселей от источника постоянного тока. Введено понятие оптимального тока перемагничивания. Получена аналитическая зависимость максимальной частоты генератора от характеристик используемого ключевого элемента, параметров магнитного материала и числа звеньев сжатия генератора. Обоснована возможность увеличения частоты в генераторах, имеющих в своем составе звенья типа Б. Приведена схема и основные характеристики магнитно-тиристорного генератора, формирующего на емкостной нагрузке импульсы мощностью до 25 МВт, следующие с частотой до 1050 Гц. Библ. 2.

УДК 621.318.2.013.001.24

Расчет сложных осесимметричных систем с постоянными магнитами методом вторичных источников. Ильченко А. В. — «Электричество», 1978, № 11.
Предлагается метод расчета осесимметричных магнитных систем с гистерезисными элементами, основанный на определении связанных токов и позволяющий учесть основные особенности гистерезисной среды: векторную зависимость намагниченности среды \vec{J} от напряженности поля \vec{H} , анизотропию, магнитную историю. Библ. 2.

УДК 621.3.014.38.001.5

Исследование аperiodических составляющих переходных токов трехфазных коротких замыканий. Богомолов В. С., Дорф Г. А., Львов Ю. Н., Чернова Ю. Р., Ступель А. И. — «Электричество», 1978, № 11.
Приведены теоретические и экспериментальные исследования аperiodических составляющих переходных токов при коротких замыканиях вблизи мощных генераторов. Проведен анализ условий работы выключателей в схемах современных электростанций и сопоставления этих условий с испытательными требованиями ГОСТ и ТУ. Сделан вывод о необходимости специальных испытаний выключателей, предназначенных для коммутации токов с повышенным содержанием аperiodической составляющей. Библ. 8



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертингов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Рабинович С. И., Слежановский О. В., Совалов С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев (редактор отдела), Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адреса редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.
101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Н. Н. Хотулева

Сдано в набор 15.09.78
Усл. печ. л. 12,0

Подписано к печати 01.11.78
Уч.-изд. л. 14,27

T-20100

Формат 60×90¹/₈

Печать высокая
Заказ 829

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.
Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru