



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1990

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

12

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП ВСЕСОЮЗНОГО НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКОВ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИКОВ ИМЕНИ АКАДЕМИКА Г. М. КРЖИЖАНОВСКОГО

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

Юбилей МЭИ

В декабре 1990 г. исполняется 60 лет Московскому ордену Ленина и Октябрьской Революции энергетическому институту, широко известному в нашей стране и за рубежом.

МЭИ был создан в конце 1930 г. в результате слияния Московского высшего энергетического училища, образованного в марте 1930 г. из электротехнического факультета Московского высшего технического училища (МВТУ), и Московского энергетического института, также незадолго до этого сформированного из электропромышленного факультета Института народного хозяйства им. Г. В. Плеханова.

В предвоенные годы проходило становление и интенсивное развитие МЭИ. В 1940 г. в его составе было пять факультетов: электроэнергетический, теплотехнический, электромеханический, электрофизический и радиотехнический. В 1930—1940 гг. было подготовлено более 8 тыс. специалистов, многие из которых стали руководителями крупных строек, электростанций и электропромышленных предприятий страны, известными преподавателями как в самом МЭИ, так и в других вузах, крупными учеными.

За большие успехи в подготовке инженерных и научных кадров МЭИ в декабре 1940 г. был награжден орденом Ленина.

Особенно интенсивное развитие получил МЭИ в послевоенные годы. В настоящее время это крупнейший политехнический вуз страны, по праву считающийся главной кузницей кадров по многим электротехническим, теплотехническим, электромеханическим и другим смежным специальностям. В его составе сейчас 10 факультетов (теплоэнергетический — ТЭФ, промышленной теплоэнергетики — ПТЭФ, энергомашиностроительный — ЭНМФ, энергофизический — ЭФФ, электроэнергетический — ЭЭФ, электромеханический — ЭМФ, электрификации и автоматизации промышленности и транспорта — ЭАПТФ, автоматики и вычислительной техники — АВТФ, электронной техники — ЭТФ, радиотехнический — РТФ), на которых, включая и два филиала в Смоленске и Казани, работают более 2000 профессоров и преподавателей и одновременно обучается более 22 тыс. студентов.

Тремя основными электротехническими факультетами МЭИ являются ЭЭФ, ЭМФ и ЭАПТФ. Прямое отношение к электротехнике имеют кафедры теоретических основ электротехники (ТОЭ) и инженерной электрофизики, относящиеся к АВТФ, общей электротехники и интроскопии (ЭФФ), промышленной электроники (ЭТФ) и др.

Не останавливаясь на развитии отдельных кафедр и специальностей, охарактеризуем основные направления, имеющие прямое отношение к профилю нашего журнала.

В основе электротехнического образования лежит, как известно, курс ТОЭ, который начинался с лекций проф. К. А. Круга в МВТУ в 1905 г. и с его широко известных первых учебников по ТОЭ. На кафедре ТОЭ в МЭИ работали многие известные ученые, внесшие значительный вклад в развитие этой важнейшей электротехнической дисциплины, среди них профессора К. М. Поливанов, В. Ю. Ломоносов, М. А. Перекалин, И. Л. Каганов (организовавший в 1943 г. кафедру промышленной электроники), П. А. Ионкин, С. В. Страхов.

Электроэнергетический факультет является одним из старейших в МЭИ. Трудом многих преподавателей и ученых на кафедрах ЭЭФ заложены основы и развиты теория электроэнергетических систем и теория автоматизированного управления такими системами, как автоматика и релейная защита энергосистем, методы расчетов уста-

новившихся и переходных процессов и устойчивости энергосистем; техника высоких напряжений, методы оптимизации электрических станций, сетей и систем, оптимизация режимов работы гидроэлектростанций в энергосистемах. Значительный вклад в развитие этих направлений внесли работавшие в разное время в МЭИ выдающиеся ученые С. А. Ульянов, Н. И. Сушкин, Б. А. Телешев, С. А. Лебедев, А. А. Глазунов, Н. А. Мельников, П. С. Жданов, Л. И. Сиротинский, И. И. Соловьев, Т. Л. Золотарев, Д. В. Разевиг, П. Г. Грудинский, В. А. Веников, А. М. Федосеев. Дальнейшее развитие ЭЭФ ведется с учетом необходимости свободного владения современным инженером-электриком вычислительной техникой и методами автоматизации научных исследований и проектирования. На кафедрах и в лабораториях факультета ведутся актуальные и перспективные исследования по повышению устойчивости энергосистем, созданию новых типов устройств компенсации реактивной мощности, автономных и нетрадиционных источников электроэнергии, устройств автоматики и защиты энергосистем на базе современных средств электроники, использованию сильных электрических полей, молниезащиты, улучшению работы электростанций с точки зрения экологии.

Электрические машины и аппараты являются старейшими специальностями электромеханического профиля не только в МЭИ, но и во всей истории развития высшего электротехнического образования. Впоследствии к ним в разные годы добавились на электромеханическом факультете МЭИ такие направления, как электротехнические материалы и кабели, электроизоляционная техника, диэлектрики и полупроводники, электрооборудование летательных аппаратов и автомобилей. Становление и развитие этих направлений проходило благодаря трудам многих известных ученых и преподавателей МЭИ, в том числе профессоров К. И. Шенфера, С. И. Курбатова, В. С. Кулебакина, Б. П. Апарова, А. Я. Буйлова, Е. В. Нитусова, М. А. Бабикова, Ю. С. Чечета, П. С. Сергеева, А. Н. Ларионова, Г. В. Буткевича, С. М. Брагина, Н. Г. Дроздова, В. А. Привезенцева, Г. Н. Петрова.

Указанные выше направления ЭМФ успешно развиваются в настоящее время в МЭИ с учетом все более широкого использования вычислительной техники при расчете и оптимизации электрических машин, аппаратов и устройств, применение новых электротехнических материалов и использование новых возможностей, связанных с использованием полупроводниковых элементов в устройствах и системах электромеханики.

Сложившееся на ЭМФ и затем выделившееся из него научное направление, связанное с преобразованием электрической энергии в механическую в широком спектре промышленных и транс-

портных применений и в тепловую в различных электротермических и электротехнологических установках, было организационно оформлено в 1945 г., когда образовался факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта. За годы существования этого факультета создана теория систем, осуществляющих такие преобразования электрической энергии, разработаны многочисленные оригинальные технические решения, нашедшие широкое применение во всех сферах народного хозяйства страны. Большой вклад в развитие указанного научного направления внесли кафедры автоматизированного электропривода, электрического транспорта, электрооборудования промышленных предприятий, электротермических установок, на которых в разное время работали выдающиеся ученые профессора А. Т. Голован, Д. П. Морозов, М. Г. Чиликин, В. Е. Розенфельд, Д. К. Минов, А. Д. Степанов, И. С. Ефремов, А. Д. Свенчанский, М. Я. Смелянский, М. М. Соколов, А. А. Сиротин, А. С. Сандлер, Е. В. Чеботарев, А. А. Федоров.

В последние годы внимание ученых, работающих в области использования электрической энергии, сосредоточено на крупных проблемах энергосбережения, использования микропроцессорной техники для резкого расширения функциональных возможностей оборудования, создания компьютеризированных систем проектирования и исследования.

Принципиальной особенностью МЭИ, обеспечившей ему высокий авторитет в научно-технических кругах, можно считать органичное сочетание исследовательской деятельности на высоком уровне с подготовкой студентов, которые всегда являлись и являются непосредственными и активными участниками всех исследований и разработок.

Публикуемые в этом номере журнала статьи ученых МЭИ, естественно, лишь в малой степени отражают ту большую научную работу, которая ведется на кафедрах и в лабораториях института.

Поздравляя славный коллектив МЭИ с 60-летием, редколлегия журнала «Электричество», в которой, кстати, профессора МЭИ составляют значительную часть, от имени своих авторов и читателей желает институту новых больших успехов в деле подготовки квалифицированных специалистов, развития научных исследований и широкого внедрения в практику их результатов, развития и расширения лабораторной базы, улучшения условий труда и отдыха преподавателей, сотрудников и студентов. Редколлегия также подтверждает готовность дальнейшего широкого сотрудничества с высококвалифицированным авторским коллективом Московского энергетического института.

Управление режимами электроэнергетических систем с помощью дискретных источников реактивной мощности

СТРОЕВ В. А., ЧЕХОВ В. И., АСЛАНЯН С. К.

Московский энергетический институт

В настоящее время для управления установившимися режимами системообразующих сетей электроэнергетических систем (ЭЭС) в подавляющем большинстве случаев используется плавный способ изменения баланса реактивной мощности, основывающийся на управлении возбуждением синхронных машин — генераторов и компенсаторов. В последнее десятилетие наметилась тенденция замены в ряде случаев синхронных компенсаторов в ЭЭС на статические управляемые источники реактивной мощности, устанавливаемые на промежуточных подстанциях протяженных линий электропередач [1]. Как правило, это установки поперечного включения, в которых плавное изменение реактивной мощности компенсатора достигается путем изменения тока шунтирующего реактора (ШР). Батареи конденсаторов (БК) в этих случаях управляются только дискретно. При использовании тиристорных блоков в управляемом статическом компенсаторе, наряду с преимуществами такого устройства (возможность пофазного управления режимом электропередачи, высокое быстродействие в переходных режимах) проявляется и существенный его недостаток — высокий уровень гармонических составляющих в токе компенсатора с плавным способом регулирования. Последнее требует применения специальных мероприятий по фильтрации высших гармоник, что связано с усложнением схемы компенсатора и повышением его стоимости.

Альтернативным способом плавному управлению режимами ЭЭС является ступенчатый (платно-ступенчатый) способ, когда при помощи тиристорных блоков осуществляется ступенчатое подключение секций шунтирующих реакторов или батарей конденсаторов. При платно-ступенчатом способе в диапазоне единичной ступени регулирования предусматривается плавное изменение мощности равной ей по величине секции шунтирующего реактора. Использование дискретного способа управления режимами ЭЭС позволяет практически исключить высшие гармоники в токе компенсатора, повысить надежность всей установки в целом за счет секционирования ее установленной мощности, а также снизить вероятность появления неканонических гармоник тока из-за рассогласования углов управления по фазам компенсатора, что наблюдается в процессе эксплуатации устройств с плавным способом управления.

Наряду с указанными достоинствами дискретного способа управления следует отметить его характерные особенности, требующие решения ря-

да проблем: наличие зоны нечувствительности, внутри которой изменение параметра регулирования режима ЭЭС не приводит к изменению числа включенных секций компенсатора, и, как следствие, принципиальная невозможность работы управляемой подсистемы в зоне искусственной устойчивости ЭЭС (при углах передачи по участкам линии, близких к 90°), а также возникновение переходных режимов при переключениях секций дискретного компенсатора.

Выбор способа регулирования мощности статических компенсаторов при управлении режимами ЭЭС должен быть основан на анализе характерных режимов системы с учетом указанных выше особенностей отдельных способов и учете приведенных народно-хозяйственных затрат.

Остановимся сначала на основных параметрах дискретного компенсатора, внешняя характеристика которого представлена на рис. 1 [2]. К ним относятся:

1) установленные мощности реакторной и конденсаторной частей, причем возможны три случая схемного решения:

а) нерегулируемый ШР и регулируемая тиристорными ключами БК. В этом случае для обеспечения заданного диапазона регулирования реактивной мощности необходимо

$$Q_{БК}^{уст} = Q_{БК} + Q_{ШР},$$

т. е. установленная мощность БК завышена по отношению к расчетной величине из условия обеспечения режимов ЭЭС;

б) нерегулируемая БК и ступенчато регулируемые тиристорными ключами секции ШР. В этом случае

$$Q_{ШР}^{уст} = Q_{ШР} + Q_{БК},$$

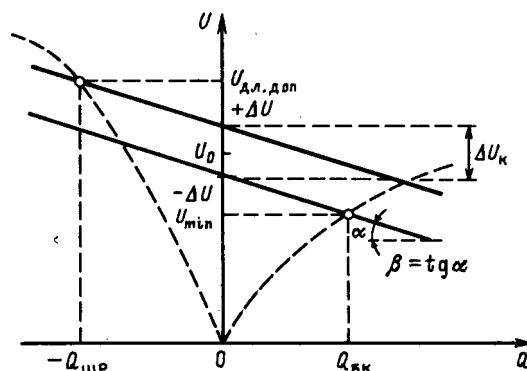


Рис. 1. Внешняя характеристика дискретного компенсатора реактивной мощности

т. е. здесь завышена по отношению к расчетной мощность ШР;

в) управляемые тиристорными ключами секции БК и ШР. В этом случае

$$Q_{ШР}^{уст} = Q_{ШР} \text{ и } Q_{БК}^{уст} = Q_{БК},$$

т. е. установленные мощности БК и ШР соответствуют расчетным по условию регулирования режимов ЭЭС;

2) величина единичной ступени регулирования мощности компенсатора ΔQ_k и число ступеней регулирования N_k ;

3) ширина зоны нечувствительности регулятора дискретного компенсатора $\Delta U_k (\pm \Delta U$ в процентах $U_{ном}$);

4) напряжение уставки регулятора дискретного компенсатора — U_0 ;

5) статизм внешней характеристики компенсатора, выбираемый из условия допустимого диапазона регулирования напряжения

$$\beta = \operatorname{tg} \alpha = \frac{U_{дл. доп} - U_{\min} - \Delta U_k}{Q_{ШР} + Q_{БК}} \cdot 100 \%, \quad (1)$$

где $U_{дл. доп}$, $U_{\min}$ — длительно допустимое максимальное и минимальное допустимое значения напряжения в точке подключения компенсатора.

Следует заметить, что величина статизма внешней характеристики при заданном диапазоне регулирования напряжения существенно влияет на значения установленной мощности БК и ШР компенсатора и определяет статическую точность поддержания напряжения в точке подключения компенсатора.

Особенности режимов работы электропередачи, снабженной дискретным статическим тиристорным компенсатором (СТК). Рассмотрим схему простейшей ЭЭС, состоящей из протяженной электропередачи, связывающей электростанцию с шинами мощной системы. В средней точке электропередачи включен СТК дискретного типа. На основании схемы замещения исследуемой системы (рис. 2) при условии равенства нулю активных сопротивлений элементов сети требуемая мощность компенсатора, зависящая от передаваемой активной мощности вычисляется по выражению

$$Q_k = Q_{2н} - Q_{1к} = U_3^2 \frac{(4y_n - b_n/2) - \sqrt{(2U_1 U_3 y_n)^2 - P_1^2}}{-P_1^2 - \sqrt{(2U_2 U_3 y_n)^2 - P_1^2}}, \quad (2)$$

где $y_n = 1/x_n$.

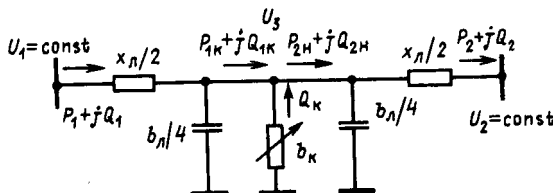


Рис. 2. Схема замещения простейшей ЭЭС.

При условии постоянства и равенства напряжений по концам электропередачи ($U_1 = U_2$) выражение (2) примет вид

$$Q_k = U_3^2 \frac{(4y_n - b_n/2) - 2\sqrt{(2U_1 U_3 y_n)^2 - P_1^2}}{-P_1^2 - \sqrt{(2U_2 U_3 y_n)^2 - P_1^2}}. \quad (3)$$

На рис. 3 представлены зависимости мощности статического компенсатора от напряжения в точке его включения для различных режимов передачи активной мощности, построенные для одноцепной электропередачи номинальным напряжением 500 кВ и длиной 1000 км со средними параметрами $x_0 = 0,303$ Ом/км, $b_0 = 3,68 \times 10^{-6}$ 1/Ом·км, $z_c = 287$ Ом. В базисе натуральной мощности ($S_{баз} = P_c$, $z_{баз} = z_c$) $x_n = 1,055$ о. е. ($y_n = 0,948$ о. е.), $b_n = 1,056$ о. е.

Также принято условие $U_1 = U_2 = U_{ном} = 1$ о. е. Представленные на рис. 3 зависимости, построенные при условиях плавного регулирования мощности компенсатора и напряжения в точке его включения, очевидны, но именно они позволяют определить соотношения между параметрами дискретного СТК и параметрами режима электропередачи, обеспечивающие устойчивую работу компенсатора. Например, задавшись при выбранной уставке по напряжению $U_0 = 1$ о. е. шириной зоны нечувствительности регулятора дискретного СТК $\Delta U_k = 0,05$, можно определить соответствующее такому изменению напряжения необходимое изменение реактивной мощности компенсатора, т. е. граничную величину ступени регулирования (ΔQ_k) для различных режимов передаваемой активной мощности, как это показано на рис. 3. При достижении напряжением границы зоны нечувствительности регулятора происходит коммутация единичной ступени регулирования, и если она меньше граничного значения, после окончания электрохимического переходного процесса установившееся значение напряжения в точке подключения компенсатора не достигает противоположной границы зоны нечувствительности регулятора, исключая тем самым повторную ком-

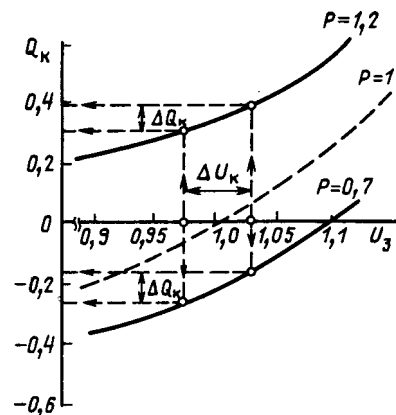


Рис. 3. Зависимости мощности компенсатора от уровня напряжения в точке его подключения при различных режимах электропередачи

мутацию единичной ступени. Последнее может быть реализовано также путем увеличения ширины зоны нечувствительности регулятора сверх расчетного значения. На время электромеханического переходного процесса можно ввести в регулятор СТК временную задержку, также способствующую исключению повторных коммутаций.

На основании соотношений, полученных при анализе характеристик, представленных на рис. 3, для выбранных значений напряжения уставки регулятора и статизма внешней характеристики можно построить зависимости, отражающие взаимосвязь между параметрами режима электропередачи и параметрами дискретного СТК. Такие зависимости представлены на рис. 4, а и б. Полученные соотношения также показывают, что для исключения повторных коммутаций единичной ступени ширина зоны нечувствительности регулятора должна адаптивно изменяться (при $\Delta Q_k = \text{const}$) в зависимости от передаваемой активной мощности или соответствовать режиму наибольшей мощности. Последнее приводит к снижению точности регулирования напряжения в точке включения СТК. Характер зависимости $\Delta Q_k = f(P_1)$ позволяет сделать вывод о слабой зависимости величины единичной ступени регулирования от передаваемой активной мощности вблизи ее предельного значения. Эта особенность может быть учтена при выборе единичной мощности и числа ступеней дискретного СТК, связанного с числом тиристорных ключей и, в конечном счете, с технико-экономическими показателями электропередачи.

Выбранное значение уставки по напряжению регулятора дискретного СТК оказывает некоторое влияние на параметры компенсатора, что также очевидно из анализа характеристик, представленных на рис. 3. С другой стороны, величина уставки связана с ограничениями по уровню напряжения в точке включения компенсатора, а следовательно, и со значением предельно допустимой в этом случае передаваемой активной мощности.

Расчеты режимов конкретной электропередачи, содержащей СТК дискретного типа. Схема рассматриваемой электропередачи представлена на рис. 5. Расчеты режимов данной электропередачи проводились по программе расчета установившихся режимов и апериодической статической устойчивости УСТ МЭИ, модифицированной на случай учета СТК дискретного типа. Целью расчетов являлся выбор места установки СТК и его параметров.

При решении первой задачи исследуемая электропередача на начальном этапе разделяется на два произвольных участка αl и $(1-\alpha)l$ после включения компенсатора в ее промежуточную точку. Учитывая принятые ранее условия идеализации, собственные и взаимные проводимости ЭЭС относительно точки включения СТК можно пре-

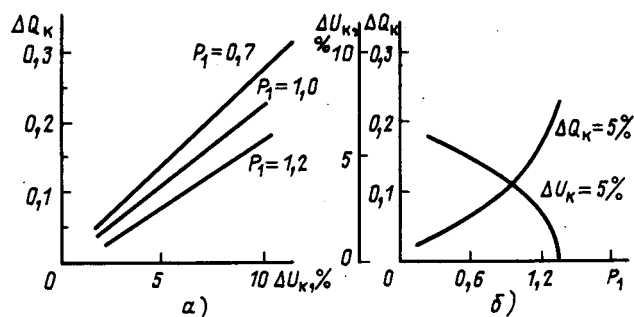


Рис. 4. Характеристики взаимосвязи параметров дискретного СТК (а) и их зависимости от режима электропередачи (б)

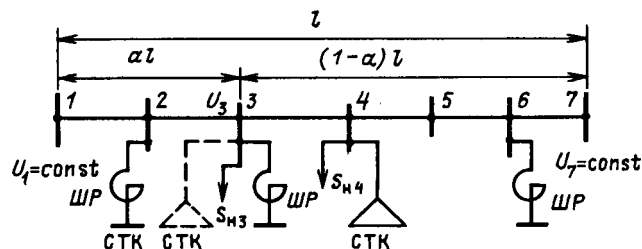


Рис. 5. Расчетная схема ЭЭС

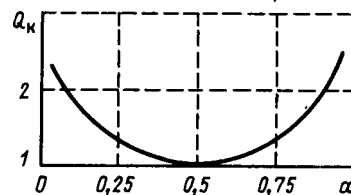


Рис. 6. Зависимость мощности компенсатора от места его включения

делить следующим образом:

$$y_{33} = 1/x_{\alpha} a(1-a) - b_{\alpha}/2 = y_{\alpha}/a(1-a) - b_{\alpha}/2; \quad (4)$$

$$y_{13} = 1/x_{13} = y_{\alpha}/(1-a); \quad (5)$$

$$y_{73} = 1/x_{73} = y_{\alpha}/a. \quad (6)$$

После подстановки (4) — (6) в выражение (2) с учетом изменения индексации напряжений по концам электропередачи получим выражение для мощности компенсатора:

$$Q_k = U_3^2 [y_{\alpha}/a(1-a) - b_{\alpha}/2] - \sqrt{[U_1 U_3 y_{\alpha}/(1-a)]^2 - P_1^2} - \sqrt{[U_7 U_3 y_{\alpha}/a]^2 - P_1^2}. \quad (7)$$

По выражению (7) получена зависимость $Q_k = f(a)$, которая представлена на рис. 6. Минимальная мощность компенсатора, обеспечивающая допустимые условия передачи заданной активной мощности, требуется в случае установки СТК в точке электрической симметрии реактивного сопротивления между постоянными напряжениями, т. е. в точке, разделяющей эквивалентное сопротивление электропередачи (включая

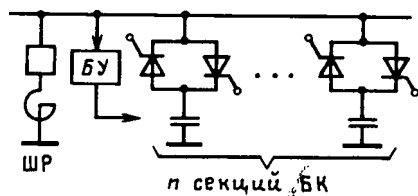


Рис. 7. Вариант принципиальной схемы дискретного СТК

сопротивления концевых устройств) на две равные части. Если первого деления электропередачи недостаточно для решения поставленной задачи, то алгоритм повторяется для одного из двух полученных участков с условием, что СТК обеспечивает необходимую стабилизацию напряжения в точке его включения.

При моделировании СТК принята схема, приведенная на рис. 7, т. е. с постоянно подключаемым ШР и секциями БК, коммутируемыми тиристорными ключами (ТК). Внешняя характеристика СТК аналогична приведенной на рис. 1. Установленные мощности ШР и БК соответствуют регулировочному диапазону напряжения в точке подключения компенсатора ($U_{\min} \div U_{\text{дл. доп}}$) при изменении передаваемой мощности, и получены они в результате предварительных расчетов с установкой в данной точке компенсатора с плавным способом регулирования.

Подключенная мощность дискретного СТК определяется из выражения

$$Q_{ki} = -Q_{\text{ШР}i} + N\Delta Q_{\text{БК}i}, \quad (8)$$

где i — номер узла подключения СТК; $Q_{\text{ШР}i} = Q_{\text{ШР}}^{\text{ном}} (U_i/U_{\text{ном}})^2$ — мощность реактора; $\Delta Q_{\text{БК}i} = \Delta Q_{\text{БК}}^{\text{ном}} (U_i/U_{\text{ном}})^2$ — единичная мощность ступени регулирования; U_i — значение напряжения в узле i .

Регулирование режима с помощью СТК осуществляется по напряжению в точке его подключения, т. е. достижение напряжения верхней или нижней границы зоны нечувствительности регулятора приводит к отключению или подключению ступени регулирования мощности компенсатора. Внутри зоны нечувствительности дискретный СТК можно рассматривать как поперечно включенный элемент с постоянной проводимостью

$$Y_{ki} = \frac{Q_{ki}}{U_i^2}. \quad (9)$$

Исходя из этого в расчетах установившихся режимов такие компенсаторы могут быть учтены в виде добавок $\Delta Y_{ki} = Y_{ki}$ в соответствующие диагональные элементы матрицы узловых проводимостей, вычисляемых с помощью отдельной подпрограммы. В расчетах варьировались величина единичной ступени регулирования (выбираемая на основании рекомендаций, полученных в результате анализа режимов простейшей системы с тремя узлами, т. е. $\Delta Q_k = (0,02 \div 0,08) P_k$), ширина

зоны нечувствительности регулятора СТК, напряжение уставки и статизм внешней характеристики с целью определения их влияния на режимные параметры и предел передаваемой мощности.

В результате расчета семиузловой схемы электропередачи были получены угловые характеристики мощности и напряжения в оптимальной точке включения СТК (точка 4 на рис. 5), подтверждающие качественные соотношения, полученные в трехузловой схеме ЭЭС. Параметры дискретного СТК в расчетах семиузловой схемы электропередачи определялись из условия поддержания напряжения в точке включения во всем диапазоне передаваемых по ЛЭП мощностей. Использовалась программа расчета установившегося режима ЭЭС с проверкой аperiodической статической устойчивости — УСТ МЭИ, модифицированная на случай использования СТК дискретного типа. Утяжеление режима в процессе расчетов проводилось автоматически с заданным шагом, причем для надежного определения предельных режимов утяжеление проводилось не по активной мощности, а по углу передачи.

Вследствие дискретности регулирования мощности компенсатора условия аperiodической статической устойчивости определяются пропускной способностью всей электропередачи, а не ее отдельного участка. При этом получено, что предел передаваемой мощности существенно меньше, чем в случае установки на данной подстанции СТК с плавным регулированием, и этот предел в значительной степени зависит от параметров дискретного компенсатора.

Анализ аperiodической статической устойчивости осуществлялся путем исследования знака якобиана уравнений установившегося режима системы [3].

Были проведены серии расчетов с варьированием параметров дискретного СТК с целью определения их влияния на режимные характеристики электропередачи. Варьировались: ширина зоны нечувствительности регулятора СТК, величина единичной ступени регулирования, уставка регулятора по напряжению и статизм внешней характеристики СТК. С целью выявления возможностей регулирования напряжения с помощью СТК дискретного типа число ступеней не ограничивалось. Предельное число таких ступеней можно определить расчетом режима при угле передачи, равном 90° , и замене дискретного способа регулирования на плавный с аналогичными параметрами компенсатора. Так, получив в результате этой замены значения требуемой мощности компенсатора в предельном режиме (Q_k) и напряжения в узле подключения (U_k), можно рассчитать номинальную установленную мощность дискретного компенсатора, необходимую для обеспечения максимально возможной передаваемой активной мощности при данных

схемно-режимных условиях:

$$Q_{\text{дискр}} = (U_{\text{ном}}/U_{\text{к}})^2 \cdot Q_{\text{к}}. \quad (10)$$

Число ступеней определяется из выражения

$$N_{\text{к}} = Q_{\text{дискр}}/\Delta Q_{\text{к}}. \quad (11)$$

Большое значение для обеспечения устойчивой работы дискретного компенсатора, а следовательно, и всей электропередачи, и достижения максимального предела по передаваемой активной мощности имеет соотношение единичной мощности ступени регулирования с остальными параметрами СТК, в особенности с шириной зоны нечувствительности регулятора. Так, выбор малой величины ширины зоны нечувствительности в целях достижения большей точности регулирования напряжения в точке подключения может привести к уменьшению возможного предела передаваемой мощности, определяемого уставкой регулятора СТК по напряжению и статизмом внешней характеристики. Такое положение возникает из-за появления повторных коммутаций данного компенсатора либо взаимного влияния дискретных компенсаторов, установленных в различных точках электропередачи. Эти явления обусловлены неустойчивой работой регуляторов СТК.

Как показали проведенные расчеты, с увеличением единичной мощности ступени регулирования дискретного компенсатора от одного до шести процентов натуральной мощности электропередачи предел передаваемой активной мощности, определяемый по критерию устойчивой работы регулятора СТК, уменьшается: при $\Delta U_{\text{к}} = \pm 0,25 U_{\text{ном}}$ — на 15 %; при $\Delta U_{\text{к}} = \pm 0,02 U_{\text{ном}}$ — на 27 %; при $\Delta U_{\text{к}} = \pm 0,015 U_{\text{ном}}$ — на 60 %.

На следующем этапе расчеты режимов рассматриваемой электропередачи проводились при условии установки на соседних подстанциях 3 и 4 (рис. 5) СТК дискретного типа с целью исследования их взаимного влияния в процессе регулирования режимов. Анализ результатов расчетов позволил выделить несколько характерных исходов коммутации единичных ступеней на дискретных компенсаторах, приводящих к появлению эффектов, связанных только с данным способом регулирования режима электропередачи. На рис. 8 представлены угловые характеристики электропередачи, содержащей дискретные СТК на подстанциях 3 и 4. При режиме электропередачи, соответствующем угловой характеристике 3 и постепенном увеличении передаваемой по ЛЭП активной мощности, а следовательно, и угла передачи, напряжение в одном из узлов с СТК становится меньше определяемого нижней границей зоны нечувствительности регулятора СТК — $U_i \leq U_{i\text{мин}}$. Это приводит к подключению одной ступени СТК в данном узле. В зависимости от величины единичной мощности ступени СТК в узле коммутации возможны три исхода возникшего при этом электромеханического переходного процесса:

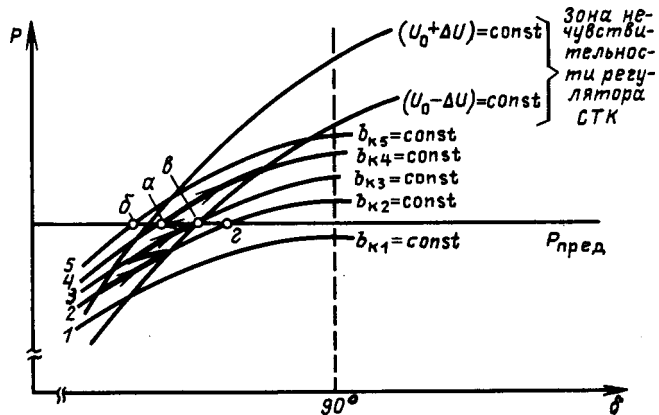


Рис. 8. Угловые характеристики электропередачи для различных режимов дискретных СТК

1) переход на угловую характеристику 4 (точка «а» на угловой характеристике), при котором напряжение в обоих узлах с СТК не выходит за границу зоны нечувствительности их регуляторов и повторных коммутаций не происходит;

2) переход на угловую характеристику 5 (режимная точка «б»), при котором напряжение в узле коммутации оказывается выше верхней границы зоны нечувствительности регулятора СТК, вследствие чего возникают повторные коммутации ступени данного СТК («б» — «в» — «б» — ...);

3) переход на угловую характеристику 5 (режимная точка «б»), при котором происходит повышение напряжения одновременно в двух узлах с СТК, превышающее значения верхних границ зон нечувствительности их регуляторов. В результате происходит отключение по одной ступени у каждого из этих СТК. В зависимости от величины единичной мощности отключаемых ступеней либо происходят повторные коммутации на двух СТК («б» — «г» — «б» — ...), если при отключении этих ступеней режим переходит на угловую характеристику 2, либо происходит нарушение аperiodической статической устойчивости (когда отключаются ступени с такими единичными мощностями, при которых степень компенсации электропередачи уменьшается до величины, соответствующей $b_{\text{к1}}$ — угловая характеристика 1). Нарушение аperiodической статической устойчивости возникает в результате того, что передаваемая по линии активная мощность оказывается больше предела передачи по статической устойчивости при степени компенсации линии, соответствующей $b_{\text{к1}}$.

Уменьшение величины статизма регулирования или увеличение напряжения уставки регулятора СТК может несколько повысить предел передаваемой по линии мощности, определяемый устойчивой работой регуляторов СТК. Исключить же возможность возникновения неустойчивой работы регуляторов компенсаторов дискретного типа при заданных статизме и напряжении уставки, т. е.

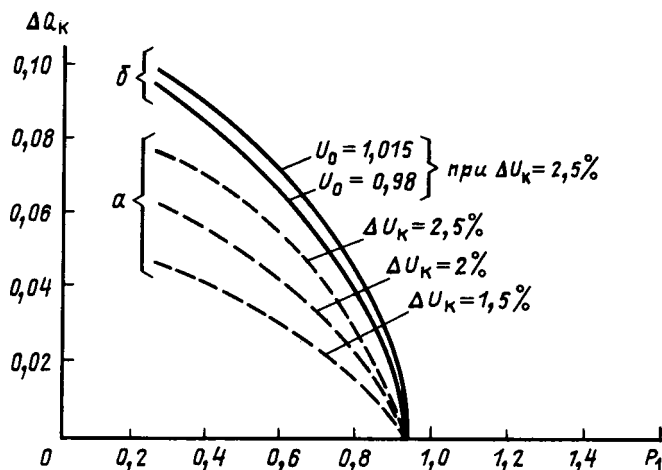


Рис. 9. Зависимости величины единичной ступени регулирования СТК от режима электропередачи

параметрах, определяющих максимально возможный предел передаваемой по линии мощности при выбранной установленной мощности компенсаторов и схемно-режимных условиях, можно, координируя выбор единичной мощности ступеней регулирования с выбором ширины зоны нечувствительности регуляторов СТК.

Проведенные расчеты подтвердили указанный выше характер влияния параметров СТК на предел передаваемой мощности. На рис. 9 представлены кривые, отражающие тенденцию изменения предела активной мощности (в базисе натуральной мощности) в зависимости от величины выбранной единичной ступени регулирования при варьировании ширины зоны нечувствительности регулятора и напряжения его уставки. С возрастанием ширины зоны нечувствительности и уменьшением величины ступени регулирования предел мощности увеличивается. Большая ширина зоны нечувствительности приводит к ухудшению режима электропередачи по напряжению, особенно в режимах передачи малой мощности, слишком малая величина единичной ступени требует большого количества ступеней, а следовательно, и коммутационной аппаратуры.

Из кривых «б» на рис. 9 видно, что с ростом напряжения уставки растет предел передаваемой активной мощности, рассчитанный по критерию

отсутствия повторных коммутаций ступени СТК, хотя сравнение этих зависимостей с зависимостями, характеризующими изменение ширины зоны нечувствительности (кривые «а» рис. 9), показывает, что влияние напряжения уставки менее значительно, чем влияние ширины зоны нечувствительности регулятора СТК.

Полученные результаты расчетов режимов ЭЭС, содержащих СТК дискретного типа, позволяют осуществить выбор типа и места включения компенсаторов и рассчитать их основные характеристики, а также выработать основные требования к системе регулирования СТК дискретного типа.

В настоящее время разработан и изготовлен опытный образец секции (80 Мвар) дискретного статического тиристорного компенсатора, установка которого предполагается на отечественной электропередаче ультравысокого напряжения [4].

Выводы. 1. Применение дискретно управляемых СТК для регулирования режимов ЭЭС возможно до определенных значений передаваемой по электропередаче активной мощности по условиям исключения режима повторных коммутаций СТК и обеспечения апериодической статической устойчивости.

2. Исключение повторных коммутаций дискретных СТК обеспечивается координированным выбором величин зоны нечувствительности и единичной мощности ступени регулирования на основе анализа рассматриваемого диапазона режимов ЭЭС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Статические тиристорные компенсаторы для энергосистем и сетей электроснабжения / И. М. Бортник, С. О. Буряк, М. В. Ольшванг, И. П. Тарутта — Электричество, 1985, № 2.
2. Статические компенсаторы для регулирования реактивной мощности / Под ред. Р. М. Матура: Пер с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
3. Оценка статической устойчивости электрических систем на основе решения уравнений установившегося режима / В. А. Веников, В. А. Строев, В. И. Идельчик, В. И. Тарасов — Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1971, № 5.
4. Дискретно коммутируемые тиристорами реакторы для управления ЭЭС, содержащих линии электропередачи ультравысокого напряжения / В. И. Кочкин, В. А. Строев, С. К. Асланян, В. И. Чехов — Эффективность применения управляемых реакторов: Тез. докл. симп., Л., 1989.

[26.04.90]

Оценка значений промышленных электрических нагрузок

АНЧАРОВА Т. В. (МЭИ), Тюханов Ю. М., УСИХИН В. Н. (Красноярск)

Развитие теории электрических нагрузок является одной из актуальнейших проблем промышленного электроснабжения, поскольку, как свидетельствует практика, расчетные значения нагрузок обычно не менее, чем на 25 % превышают фактические [1, 2], причем отмеченные расхождения имеют место даже при принятии в расчетах минимальных значений коэффициентов использования. Периодические уточнения последних, осуществляемые на основе обследования действующих производств, мало влияют на повышение достоверности проектных расчетов. Все это свидетельствует о наличии факторов, не учитываемых теорией электрических нагрузок, но существенно влияющих на результаты расчетов. Современная теория электрических нагрузок [3, 4] основана на допущении нормального распределения вероятностей значений потребляемой мощности, а также неизменности во времени производительности и количества единиц технологического оборудования (ТО), участвующих в технологическом процессе. Разработка метода оценки значений электрических нагрузок с учетом влияния несоответствия распределения вероятностей нормальному закону и изменчивости во времени производительности и количества единиц ТО посвящена настоящая статья.

Согласно [3, 4] в качестве базовой расчетной величины принимается средняя мощность за наиболее загруженную смену $P_{см} = k_n P_n$, посредством которой определяется и расчетный максимум нагрузки. Очевидно, что наиболее достоверная оценка электрических нагрузок осуществима на основе индивидуальных графиков мощности, потребляемой каждой единицей технологического оборудования. Однако получение приемлемо достоверной информации о реальных графиках потребляемой мощности по всему множеству ТО практически недостижимо ввиду имеющих различий в режиме электропотребления ТО одного и того же вида на различных предприятиях. Как альтернатива [4], реальный график мощности, потребляемой ТО, эквивалентировался двухступенчатой диаграммой, однако допустимость этого в настоящее время не считается бесспорной [2]. Следует отметить, что хотя эквивалентирование реальных графиков потребляемой мощности и является практически единственным приемлемым методом решения задачи, вводя его, необходимо гарантировать, что нагрев элементов систем электроснабжения, определяемый по эквивалентному графику, будет не слабее нагрева, соответствующего реальному режиму электропотребления ТО.

Можно показать (приложение), что, если потребляемая единицей ТО мощность P принадлежит интервалу $0 \leq P \leq P_{max}$, то при заданном значении

$P_{см}$ наибольшее значение квадрата среднеквадратичного значения мощности (равно как и наибольшее значение дисперсии) соответствует за цикл работы прямоугольному графику потребляемой мощности, при котором с вероятностью

$$q = k_n P_n / P_{max} \quad (1)$$

выполняется $P = P_{max}$, а с вероятностью $1 - q$ значение $P = 0$. Очевидно, что прямоугольный график электропотребления является и наиболее неблагоприятным по нагреву. Как правило, при выборе мощности двигателей для электропровода рабочих машин, с учетом коэффициента запаса в расчетах и дискретности шкалы мощностей двигателей, номинальная мощность последних на 15—20 % превышает максимум нагрузки на валу двигателей, т. е. коэффициент загрузки двигателей обычно не превышает 0,8, причем это допущение лежит и в основе метода [4]. С учетом указанного

$$q = 1,25 k_n \quad (2)$$

Дисперсия рассматриваемого прямоугольного графика (приложение) с учетом (2) будет равна

$$D = 0,8 P_n^2 k_n (1 - 1,25 k_n) \quad (3)$$

В терминах теории вероятностей использование прямоугольного графика мощности, потребляемой единицей ТО, тождественно принятию закона Бернулли [5] для плотности вероятностей значений мощности. Если на рассматриваемом интервале времени в технологическом процессе участвует точно n единиц некоторого вида ТО с одинаковыми значениями P_n и k_n , то закон распределения вероятностей их суммарной мощности, представляющий композицию n распределений Бернулли, будет биномиальным [5]. Однако при различиях в величинах P_n и k_n закон распределения вероятностей биномиальным уже не является. Учитывая последнее обстоятельство, а также то, что и по биномиальному закону расчет выборочных распределений достаточно трудоемок, используем обычную для задач математической статистики замену некоторого в общем случае неизвестного закона распределения рядом Шарлье [6], который при учете первых трех моментов распределения определяет функцию распределения как

$$F(z) = \Phi(z) - \frac{\gamma}{6} (z^2 - 1) f(z), \quad (4)$$

где $z = (P - P_{см}) / \sqrt{D}$ — нормированное значение суммарной мощности, потребляемой множеством единиц ТО; $\Phi(z)$ — нормальная функция распределения, определяемая интегралом Лапласа —

$$\Phi(z) = 0,5 + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-0,5z^2} dz; \quad (5)$$

γ — коэффициент асимметрии, равный

$$\gamma = \mu_3 / \sigma^3; \quad (6)$$

μ_3 — третий центральный момент суммируемых случайных величин; $\sigma = \sqrt{D}$ — среднеквадратичное отклонение; $f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-0,5z^2}$ — плотность нормального распределения.

Если рассматривать m групп ТО, причем в каждой i -й группе в технологическом процессе участвуют n_i единиц оборудования, то по [5]

$$\mu_3 = \sum_{i=1}^m q_i(1-q_i)(1-2q_i)n_i P_{\max}^3$$

или с учетом (2)

$$\mu_3 = \sum_{i=1}^m 0,64 k_{ni}(1-1,25k_{ni})(1-2,5k_{ni})n_i P_n^3 \quad (7)$$

и соответственно

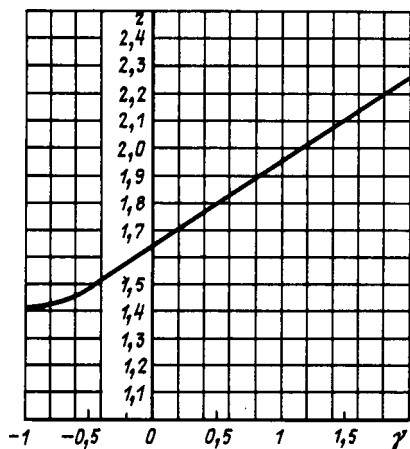
$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^m 0,8 k_{ni}(1-1,25k_{ni})P_{ni}}; \quad (8)$$

$$P_{\text{см}} = \sum_{i=1}^m P_{ni} k_{ni}. \quad (9)$$

Коэффициент вариации распределения определяется как

$$V = \sigma / P_{\text{см}}. \quad (10)$$

Принимая по [7] для определения расчетной нагрузки, что вероятность превышения последней равна 0,95, из (4) при $F(z) = 0,95$ численными методами были рассчитаны значения z в функции γ (см. рисунок). Тогда оценка значений



Зависимость нормированного значения суммарной мощности z , потребляемой множеством единиц технологического оборудования, от коэффициента асимметрии γ

мощности, потребляемой ТО, состоит в определении μ_3 по (7), σ по (8), $P_{\text{см}}$ по (9), V по (10) и γ по (6), а затем при уже известном γ в определении z по рисунку, после чего расчетное значение мощности определяется как

$$P = P_{\text{см}} + z\sigma$$

или

$$P = P_{\text{см}}(1 + zV). \quad (11)$$

Очевидно, что величина $(1 + zV)$ по своему содержательному смыслу тождественна коэффициенту максимума в [4], т. е.

$$k_m = 1 + zV. \quad (12)$$

Для сопоставления результатов расчета k_m по (12) и принимаемых данных по [4] рассмотрим пример определения k_m при $n=4$ и $k_n=0,1$. По (10) $V=1,32$, по (6) $\gamma=1,13$ и из рисунка $z=1,98$. Тогда по (12) $k_m=3,6$. Для условий примера значение k_m по [4] равно 3,43, что всего на 5 % отличается от значения по (12). Такого же порядка будут отличия в результатах расчета и для других наборов исходных данных, что свидетельствует о достаточной близости дисперсии двухступенчатой диаграммы, принятой в [4], к максимуму дисперсии по (3). Следует отметить, что если для определения расчетной нагрузки вместо (4) использовать, например, распределение Пирсона типа III, то получим практически те же результаты, что и при использовании ряда Шарлье. Изложенное выше позволяет сделать выводы, что, во-первых, по первым трем моментам распределения с достаточной для практики степенью точности определимы значения случайных величин при заданной вероятности их превышения в силу тождественности результатов по ряду Шарлье и распределению Пирсона, а, во-вторых, поскольку упомянутые результаты практически совпадают с результатами по [4], то причина существенного расхождения расчетных и фактических нагрузок не обусловлена использованием двухступенчатых диаграмм по [4], а имеют в своей основе не учитываемые ни в [4], ни в предшествующем изложении факторы. Таким фактором является фактически постулируемая [3, 4] неизменность во времени количества единиц ТО, участвующих в технологическом процессе.

Как показано в [1], выбор количества единиц некоторого вида ТО в технологической части проекта производится на основании общесоюзных норм технологического проектирования в следующей последовательности.

Необходимое количество единиц оборудования [8, 9]

$$n_n = Bk_n / a\Phi_d, \quad (13)$$

где B — годовая потребная производительность выбираемого оборудования; a — часовая номинальная производительность единицы оборудования; Φ_d — действительный годовой фонд времени работы оборудования; k_n — коэффициент неравно-

мерности производства, принимаемый по [8, 10] равным 1—1,3.

Действительный годовой фонд времени работы оборудования по [1]:

$$\Phi_d = T_r (1 - k_n), \quad (14)$$

где T_r — номинальный годовой фонд времени равный для одно-, двух-, трехменной работы соответственно 2070, 4140 и 6210 ч; k_n — коэффициент потерь рабочего времени, обуславливаемых простоями оборудования в планово-предупредительных ремонтах, значения которого регламентируются [10].

Подставляя (14) в (13), получим

$$n_n = B k_n / a T_r (1 - k_n). \quad (15)$$

Нетрудно убедиться, что соотношение

$$B / a T_r = \bar{n} \quad (16)$$

по своему содержательному смыслу характеризует необходимое количество единиц ТО в условиях абсолютной ритмичности производственного процесса и отсутствия простоев оборудования в ремонтах. Левая часть соотношения

$$B / T_r = a \bar{n} \quad (17)$$

определяет среднюю производительность рассматриваемого вида ТО, поэтому величину $\bar{n}$ можно охарактеризовать и как среднегодовое значение (математическое ожидание за период времени, равный году) количества единиц ТО, участвующего в технологическом процессе.

С учетом (17)

$$n_n = \bar{n} k_n / (1 - k_n). \quad (18)$$

Однако в реальных проектах, согласно нормам технологического проектирования (например, [8]), будет принято к установке не n_n единиц ТО по (18), а

$$n = n_n / k_{\text{инт}} = \bar{n} k_n / k_{\text{инт}} (1 - k_n) \quad (19)$$

единиц оборудования, где $k_{\text{инт}}$ — регламентируемый нормами технологического проектирования коэффициент интенсивности использования технологического оборудования, именуемый в некоторых нормах технологического проектирования [9] также и коэффициентом загрузки, значение которого часто приводится и в технологических заданиях на проектирование электротехнической части объектов.

Обозначая

$$\alpha = k_{\text{инт}} (1 - k_n) / k_n, \quad (20)$$

получим

$$n = \bar{n} / \alpha. \quad (21)$$

Как следует из (21), $\alpha = \bar{n} / n$, т. е. по своему содержательному смыслу коэффициент α определяет отношение числа единиц некоторого вида ТО, необходимых при полной ритмичности произ-

водства и отсутствию простоев оборудования в ремонтах, к числу единиц оборудования, принимаемых к установке в проекте с учетом реальных производственных условий.

Значения α по (20), рассчитанные на основании [8, 9] приведены в [11], однако следует учитывать, что в реальных проектах значения α могут быть и меньшими, т. е. данные [11] являются гарантированной верхней границей значений α , равных 0,55—0,85.

Таким образом, можно считать установленным, что не все из n единиц ТО, принятых к установке в проекте, могут участвовать на рассматриваемом интервале времени в технологическом процессе, и поэтому при расчете электрических нагрузок без учета отмеченного обстоятельства получим заведомо завышенные результаты.

При работе единицы ТО с номинальной производительностью потребляемая средняя мощность за цикл работы определяется [1] как $P_{\text{см}} = P_n k_n$, однако в реальных производственных условиях производительность единицы ТО не всегда равна номинальной и в общем случае является функцией времени. Если принять, что производительность единицы ТО может быть или только номинальной с некоторой вероятностью q_n , или нулевой с вероятностью $1 - q_n$, то, согласно приложению последнее будет соответствовать наибольшей дисперсии производительности как единицы, так и множества единиц ТО (т. е. и наибольшей неравномерности графика нагрузки). Иными словами, принимается, что с вероятностью q_n единица ТО участвует в производственном процессе с номинальной производительностью и потребляемая ею средняя мощность равна $k_n \times P_n$, а с вероятностью $(1 - q_n)$ — не участвует, чему соответствует потребляемая мощность за время цикла, равная нулю.

Для n единиц однотипного ТО математическое ожидание числа единиц ТО, участвующих в технологическом процессе, при сделанных выше допущениях равно

$$\bar{n} = q_n \times n, \quad (22)$$

а соответствующая дисперсия —

$$D_n = n q_n (1 - q_n). \quad (23)$$

С другой стороны, из (21)

$$\bar{n} = \alpha n. \quad (24)$$

Из сопоставления (22) и (24) следует, что численно $\alpha = q_n$, т. е. в терминах теории вероятностей содержательный смысл параметра α соответствует вероятности того, что на рассматриваемом интервале времени некоторая единица ТО работает с номинальной производительностью или, при сделанных выше предположениях, что некоторая единица ТО участвует в технологическом процессе с номинальной производительностью. С учетом изложенного дисперсия числа единиц однотипно-

го ТО, участвующего в технологическом процессе, равна

$$D_n = n\alpha(1-\alpha). \quad (25)$$

Учет изменяющейся мощности, потребляемой единицей ТО в течение цикла работы, и изменчивости во времени количества единиц ТО, участвующих в технологическом процессе, обуславливает определение среднего значения и дисперсии мощности, потребляемой однотипным оборудованием, как соответствующих параметров случайной суммы (количества единиц ТО, участвующих в технологическом процессе) случайных величин (мощностей потребляемых каждой единицей ТО). Согласно [12]

$$\bar{P} = P_{cm}\bar{n}, \quad (26)$$

а дисперсия

$$D_P = D_n + P_{cm}^2 D_n. \quad (27)$$

Подстановка (24), (3), (25) в (26) и (27) дает:

$$\bar{P} = P_n k_n \alpha n; \quad (28)$$

$$D = P_n^2 k_n n \alpha (0,8 - k_n \alpha). \quad (29)$$

Выражения, тождественные (28), (29), можно получить и по модели формирования графика нагрузки, в которой принята неизменность количества единиц ТО, но индивидуальный график мощности, потребляемой единицей ТО, являясь прямоугольным, соответствует с $q = 1,25k_n\alpha$ потреблению мощности, равной $0,8P_n$, а с вероятностью $(1 - 1,25k_n\alpha)$ — мощности, равной нулю, т. е. отличается от принятого в предшествующем изложении умножением вероятности, соответствующей потреблению единицей ТО максимальной мощности, на коэффициент α . Для n единиц ТО с таким графиком нагрузки по [12] третий центральный момент

$$\mu_3 = P_{max}^3 n q (1-q) (1-2q). \quad (30)$$

Подставляя $P_{max} = 0,8P_n$ и $q = 1,25k_n\alpha$, получим

$$\mu_3 = P_n^3 k_n \alpha (0,8 - k_n \alpha) (0,8 - 2k_n \alpha). \quad (31)$$

Для m групп разнотипного ТО

$$\bar{P}_\Sigma = \Sigma \bar{P}, \quad D_\Sigma = \Sigma D, \quad \mu_{3\Sigma} = \Sigma \mu_3. \quad (32)$$

На основании изложенного, оценка значений электрических нагрузок осуществляется в следующей последовательности:

1. По (28) — (30) определяются значения средней мощности, дисперсии и третьего центрального момента для каждой группы ТО.
2. По (32) определяются суммарные значения тех же величин для m -групп.
3. Определяются суммарный коэффициент вариации

$$V_\Sigma = \sqrt{D_\Sigma / \bar{P}_\Sigma^2} \quad (33)$$

и коэффициент асимметрии

$$\gamma_\Sigma = \mu_{3\Sigma} / D_\Sigma \sqrt{D_\Sigma}. \quad (34)$$

4. По рисунку определяется z при γ_Σ по (34).
5. По (12) определяется коэффициент максимума.

6. Расчетная нагрузка

$$P_p = \bar{P} \times k_m. \quad (35)$$

Для иллюстрации изложенного метода в таблице приведен расчет электрических нагрузок по трансформаторной подстанции кузнечного корпуса машиностроительного завода.

Отсюда $V = 0,646$; $\gamma = 0,05$.

Из рисунка $z = 1,67$. По (35) $P_p = 890$ кВт.

По данным обследований максимум нагрузки по подстанции не превышает 800 кВт, а расчет по [4] определяет расчетную мощность в 1170 кВт. Таким образом, расхождение с фактом при использовании изложенного метода расчета составляет в условиях примера 11 %, а расчета по [4] — 46 %.

Как известно, на стадии проектирования достоверность расчета электрических нагрузок для отдельных производств промышленных предприятий может быть оценена сопоставлением с удельными нормами расхода электроэнергии на единицу продукции, являющихся статистически устойчивыми величинами. Произведенные расчеты для ряда производств предприятий тяжелого машиностроения и автомобильной промышленности с суммарной установленной мощностью около 1400 МВт показали, что оценка значений электрических нагрузок изложенным методом обуславливает завышение расчетного расхода электроэнергии на единицу продукции не более чем на 10—15 % по сравнению с удельными статистическими показателями, что вполне допустимо для практики проектирования.

Выводы. 1. Основной причиной существенного завышения расчетных электрических нагрузок, определяемых по действующей методике [3], по сравнению с фактическими нагрузками является неучет изменчивости во времени производительности и количества единиц ТО.

2. Для уточнения оценок электрических нагрузок необходимо учитывать технологические факторы, определяющие выбор количества единиц ТО в технологической части проекта, посредством введения в расчет коэффициента α .

Приложение. Докажем, что если некоторая случайная величина x принадлежит интервалу $[0, x_{max}]$, то при заданном значении математического ожидания этой величины, равном $\bar{x}$, наибольшая дисперсия достигается, если с вероятностью

$$q = \bar{x} / x_{max} \quad (П-1)$$

соблюдается $x = x_{max}$, а с вероятностью $1 - q$ значение $x = 0$.

Наименование ТО	$n \cdot P_n$	k_n	α	P по (28)	D по (29)	μ_3 по (31)
Насосы	2·28	0,5	0,85	23,8	250	—349
Вентиляторы	7·17	0,5	0,85	50,6	322	—274
	2·10	0,5	0,85	8,5	31,8	—16
	3·5,5	0,5	0,85	7	14,4	—4
	3·100	0,5	0,85	85	3180	—1,6·10 ⁴
Электропечь	1·682	0,5	0,6	205	69 770	9,5·10 ⁵
Очистные барабаны,	1·134	0,15	0,6	12,6	1149	9,54·10 ⁴
дробо-мет-	1·120	0,15	0,6	10,8	922	6,86·10 ⁴
новые уста-	2·60	0,15	0,6	10,8	461	1,71·10 ⁴
новки, прес-	2·37	0,15	0,6	6,7	175	4,015·10 ⁴
сы гидрав-	2·32	0,15	0,6	5,8	131	2,6·10 ³
лические						
Итого	—	—	—	427	76 405	1,14·10 ⁶

Считаем, что случайная величина x изменяется по некоторому закону на интервале длительностью T . Интервал T можно разбить на бесконечно малые подынтервалы, на каждом из которых значения x неизменны. Подынтервалы, на которых значения $x_i \geq x$, обозначим Δt_i , а подынтервалы, на которых $x_i < x$, обозначим Δh_i . Очевидно, что

$$\sum \Delta t_i + \sum \Delta h_i = T \quad (\text{П-2})$$

или

$$\sum \Delta t_i / T + \sum \Delta h_i / T = 1. \quad (\text{П-3})$$

В терминах теории вероятностей каждое из отношений $\Delta t_i / T = q_i$ представляет вероятность того, что значение случайной величины равно x_i , и соответственно $\Delta h_i / T = p_j$ — вероятность того, что значение случайной величины равно x_j .

Математическое ожидание величины x по [12] равно

$$\bar{x} = \sum x_i q_i + \sum x_j p_j, \quad (\text{П-4})$$

а дисперсия

$$D = \sum (x_i - \bar{x})^2 q_i + \sum (x_j - \bar{x})^2 p_j. \quad (\text{П-5})$$

Максимальное значение D по (П-5) соответствует максимальным значениям каждого из слагаемых. Максимум любого из слагаемых вида $(x_i - \bar{x})^2 q_i$ при заданном $\bar{x}$ достигается при максимуме x_i , т. е. при $x_i = x_{\max}$, а максимум любого из слагаемых вида $(x_j - \bar{x})^2 p_j$ достигается при $x_j = 0$.

С учетом изложенного (П-5) приобретает вид:

$$D = \sum (x_{\max} - \bar{x})^2 q_i + \bar{x}^2 \sum p_j, \quad (\text{П-6})$$

причем значение математического ожидания $\bar{x}$ при отмеченных условиях равно

$$\bar{x} = x_{\max} \sum q_i. \quad (\text{П-7})$$

Определяя из (П-7) $\sum q_i$ и обозначая $q = \sum q_i$, с учетом (П-1), (П-3) получим

$$D_{\max} = x_{\max}^2 q (1 - q). \quad (\text{П-8})$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тюханов Ю. М., Усихин В. Н., Шарко Г. И. Совершенствование расчетов электрических нагрузок предприятий машиностроения. Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. — М.: Энергоатомиздат, 1982.

3. Кудрин Б. И. О комплексном методе расчета электрических нагрузок. — Известия вузов. Электромеханика, 1981, № 2.

3. Указания по определению электрических нагрузок в промышленных установках. — В кн.: Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. М.: Энергия, 1968.

4. Электрические нагрузки промышленных предприятий / С. Д. Волобровский, Г. М. Каялов, П. Н. Клейн, Б. С. Мешель. — Л.: Энергия, 1971.

5. Справочник по теории вероятностей и математической статистике / В. С. Королюк, Н. И. Портенко, А. В. Скороход, А. Ф. Турбин. — М.: Наука, 1985.

6. Сборник задач по теории вероятностей, математической статистике и теории случайных функций / Под ред. А. А. Свешникова. — М.: Наука, 1970.

7. Жежеленко И. В., Саенко Ю. Л., Стан В. В. Выбор продолжительности интервала осреднения нагрузки потребителей с резкопеременными графиками. — Промышленная энергетика, 1988, № 1.

8. Общесоюзные нормы технологического проектирования предприятий машиностроения, приборостроения и металлообработки. Литейные цехи и склады шихтовых и формовочных материалов. — М.: Минавтопром, 1984.

9. Общесоюзные нормы технологического проектирования предприятий машиностроения, приборостроения и металлообработки. Кузнечно-прессовые цехи. — М.: Минавтопром, 1983.

10. Общесоюзные нормы технологического проектирования предприятий машиностроения, приборостроения и металлообработки. Фонды времени работы оборудования и рабочих (пересмотр действующих). — М.: НИИ информации по машиностроению, 1980.

11. Тюханов Ю. М., Усихин В. Н. Метод расчета электрических нагрузок с учетом технологических факторов. — В кн.: Инструктивные указания по проектированию электротехнических промышленных установок. М., Энергоатомиздат, 1985.

12. Вентцель Е. С., Овчаров Л. А. Прикладные задачи теории вероятностей. — М.: Радио и связь, 1983.

[18.09.89]

Ввод режима электроэнергетических систем в допустимую область путем коррекции их схемы

ФОКИН Ю. А., доктор техн. наук, ХОЗЯИНОВ М. А., инж.

Московский энергетический институт

Задача оперативного ввода режима в допустимую область (ВРДО)¹ поставлена практикой эксплуатации сложных электроэнергетических систем. Применение в качестве управляющих воздействий (УВ) переключений ветвей сети (линий, трансформаторов, секционных выключателей) расширяет возможности ВРДО, но и усложняет решение задачи. Искомым решением в общем случае может быть сочетание последовательности переключений (ПП) и непрерывных УВ (изменений мощностей генераторов электростанций, компенсирующих устройств, изменений положений отпаек регулируемых трансформаторов). Предлагаемый метод ВРДО может быть применен для обработки диспетчерских заявок или для использования ЭВМ в режиме советчика диспетчера.

Рассмотрим наименее разработанную часть методов ВРДО — дискретное управление режимом. Имеющийся зарубежный опыт исследования проблемы переключений проанализируем с позиции постановки задачи и методов поиска ПП. В [1] ставится задача сортировки переключений ветвей сети по знаку и величине снижения нагрузок в перегружаемой линии. В [2] определяется последовательность отключений ветвей, позволяющая снизить одну перегрузку без образования новых. В [3—5] определяется ПП, снижающая также одну перегрузку, в [6] — последовательность отключений, снижающая несколько перегрузок. Запрет на увеличение прежних и появление новых перегрузок задается неявно в виде ограничений.

Постановки задачи поиска ПП отличны по параметрам, вводимым в допустимую область. В [1, 3—6] регулируются токи перегружаемых ветвей, в [1—2] — активные мощности перегружаемых ветвей. В [6, 7] в допустимую область вводятся напряжения узлов, в [7] — перетоки обменной мощности между энергосистемами, в [8] — потери активной мощности.

Виды используемых УВ также различны. В [1, 3] используются переключения любых ветвей, в [4, 5, 8] — всех, кроме секционных выключателей, в [2, 6, 7] — отключения ветвей сети. В [6, 7] используются непрерывные УВ (изменения мощностей генераторов) и УВ малой дискретности (изменение коэффициентов трансформации регулируемых трансформаторов, ступеней батарей конденсаторов и реакторов).

Рассмотрим кратко особенности методов поиска дискретных УВ. В [3] решение задачи упрощается отказом от рассмотрения коммутационных

изменений одновременно на двух и более подстанциях. Для отдельной подстанции число переключений тоже ограничивается. Уменьшается и количество подстанций, «подходящих» для снижения перегрузок тех или иных ветвей. Перечисленные упрощения, снижающие сложность комбинаторной задачи, и соответствующие им ограничения поиска УВ вводятся заранее для «основного» коммутационного состояния. В режиме реального времени поиск УВ производится поэтапно — от этапа с максимальными упрощениями расчета режима и минимальным объемом сети к этапу с расчетом режима без упрощений в полной сети. Поэтапная селекция вариантов переключений позволяет снизить вычислительные затраты. Однако обоснование снижения размеров сети не приводится, многие положения эвристичны. Например, размеры сети на первом этапе поиска — мини-сеть — определяются не зависящими от конкретного послеаварийного режима (мини-сеть — часть сети, включающая перегруженную и смежные ей ветви). Заранее определенные функциональные связи параметров режима и переключений ветвей сети для «основного» коммутационного состояния не могут адекватно отражать всего многообразия состояний поиска УВ с изменяющимися функциональными связями.

В [4, 5, 8] поиск УВ проводится методом ветвей и границ. Режим определяется по матрице коэффициентов распределения по ветвям и задающим токам в узлах сети. Приводится формулировка проблемы в виде задачи линейного программирования (ЛП). Особенностью [4, 5, 8] является моделирование режима системы сетью со всеми включенными элементами (базовой) и задающими токами, инцидентными ветвям, отключенным относительно базовой сети (количество таких ветвей равно K). Для моделирования каждого коммутационного состояния, соответствующего переключаемой ветви, обращается матрица размерностью $(K \times K)$. Целевая функция задана в виде выражения для тока в перегружаемой ветви. Алгоритм строго формализован. Но излишнее количество обращений матриц размерностью $(K \times K)$, особенно для тех состояний, которые могли бы быть отсеяны на этапе упрощенной проверки, резко утяжеляет алгоритм. Быстро оценивать варианты переключений, как в [3] на первом этапе, едва ли возможно.

Поиск переключений в [6, 7] также осуществляется методом ветвей и границ. Последующее коммутационное состояние определяется по наименьшему индексу состояния (ИС). ИС — это сумма абсолютных значений превышений действен-

¹ Список сокращений, использованных в статье, приведен в приложении.

ными параметрами режима допустимых пределов. Действенными ограничениями в [6, 7] считаются токи ветвей и напряжения узлов, выходящие за допустимый предел до переключения, и те, которые «могут» выйти за предел после переключения. Моделируемые коммутационные состояния ранжируются по производным от ИС по искомому переключению. Используемая теория чувствительности позволяет ранжировать только отключения ветвей. Проблема решается в виде задачи ЛП. Эффективность алгоритма зависит от выделения области сети, параметры режима которой должны быть включены в задачу ЛП в качестве действенных ограничений. Эта процедура формализована в [6, 7] только для непрерывных УВ и УВ малой дискретности.

Обобщая опыт исследования проблемы, можно заключить, что общим методом поиска переключений элементов сети является перебор вариантов коммутационных состояний. Задача поиска УВ с большой дискретностью (переключениями ветвей) не может быть сведена к поиску непрерывных УВ, как для УВ с малой дискретностью [6, 7]. Эффективность перебора определяется возможностью выделения из полной сети небольших расчетных зон (декомпозиции сети) [1, 3, 6, 7], организацией алгоритма выбора вариантов и применением обоснованных упрощений расчета режима (идеализацией сети моделью постоянного тока на определенных этапах в [2, 3, 6, 7], решением в форме баланса токов в [1, 2, 4, 5, 8], линеаризацией ограничений при решении задачи ЛП в [4—8]).

Предлагается определять не одну ПП, а множество (несколько) близких к оптимальной, т. е. наиболее короткой ПП, способной ввести режим в допустимую область за минимальное время. Такая постановка задачи обусловлена несколькими причинами, из которых выделим две. Во-первых, поиск ПП ведется по максимуму снижения перегрузки [1—5, 8] или ИС [6, 7]. В общем случае такой поиск не всегда приводит к решению, близкому к оптимальному. Во-вторых, реализация рекомендуемой ПП может быть затруднена в связи с ограничениями по управляемости элементов системы (частичное отсутствие контроля параметров режима и/или сети, неуправляемость коммутационной аппаратуры, отсутствие канала связи или дежурного персонала на подстанции и т. д.).

При более широкой постановке задачи и повышении ее сложности по сравнению с [1—8] появляются новые требования к исследованию проблемы. Необходимо учитывать порождения состояний с перегрузками, отличными от исходных. Для выбранной стратегии поиска ПП требуется определить критерий формирования (генерации и отсева) ПП. Необходим анализ эффективности алгоритма в зависимости от выбора чувствительности перегрузок к моделируемым переключениям и от глубины поиска ПП.

Эффективность поиска ПП может быть повышена оптимизацией алгоритма в нескольких направлениях. Выделим два наиболее существенных. Первое — это оптимизация наращивания дерева вариантов (генерации вариантов коммутационных состояний и исключения неперспективных вариантов). Второе — это снижение времени счета уменьшением размеров сети. Размеры сети сокращаются выделением зон с изменяющимися при переключениях параметрами режима. Отметим, что вопрос декомпозиции сети при поиске переключений одного коммутационного состояния рассмотрен в [9]. Здесь разбираются вопросы, относящиеся к первому направлению, в рамках разработки метода ВРДО переключениями ветвей сети.

Послеаварийный режим приводится к нормальному по цепочке коммутационных состояний с несколькими параметрами, находящимися между длительно и кратковременно допустимыми пределами. Состав, расположение перегружаемых элементов на схеме сети и значения перегрузок изменяются при моделировании каждого переключения.

Метод поиска дискретных УВ основан на целенаправленном моделировании коммутационных состояний системы. Варианты переключений ветвей сети наращиваются по древовидной структуре. Корневой вершиной дерева вариантов является исходное послеаварийное состояние. Ветвление дерева определяется оценкой изменения вводимых в допустимую область параметров режима. Число вершин дерева вариантов на каждом уровне выбирается по характеристикам аномальности режима (ХАР) моделируемых состояний. ПП, делающая режим допустимым, проверяется уточнением расчета режима для каждого переключения. ПП-рекомендации ранжируются по числу переключений (времени ПП), ПП с одинаковым числом переключений ранжируются по ХАР.

Параметры режима рассчитываются по широко известным из теории электрических сетей обобщенным параметрам схемы замещения: матрице узловых сопротивлений Z , матрице коэффициентов распределения тока C , матрице собственных и взаимных проводимостей Y_{ij} , матрице коэффициентов распределения напряжения D (последние три матрицы формируются на основе матрицы Z).

Широкое использование обобщенных параметров (например, в [1, 2, 4, 5, 8—12]) обусловлено возможностью непосредственного определения дискретных изменений параметров режима [1, 2, 9—11] и/или определения чувствительности параметров режима к применяемому УВ, как непрерывного так и дискретного характера [1, 9]. Режим рассчитывается в форме баланса комплексных значений токов. Если задающие токи и напряжения в узлах сети при моделировании переключений меняются значительно, то итеративная корректировка параметров режима по известным мощностям узлов не составляет затруднений.

Трудности могут возникнуть при моделировании переключений задающими токами в узлах ветвей, отключаемых относительно базового состояния сети, и обобщенными параметрами этого состояния [4, 5, 8]. Это доказывает целесообразность расчета (пересчета) параметров схемы сети для моделируемого коммутационного состояния [9—12].

При отключении v (включении s) элементов сети, например линий, напряжения узлов сети определяются по выражениям [10, 11]:

$$U^{(r)} = U + g_v^{(r)} U_r; \quad U^{(s)} = U + g_v^{(s)} U_s,$$

где U — напряжения узлов в предшествующем переключению режиме; $U^{(s)}$, $U^{(r)}$ — напряжения узлов в моделируемых режимах соответственно после включения s и отключения r элементов; $U_{r(s)}$ — разности напряжений узлов, инцидентных s включаемым и r отключаемым ветвям;

$$g_v^{(r)} = Z_r^t (-Z_{n,n}^{(r)} - Z_{k,k}^{(r)} + Z_{n,k}^{(r)} + Z_{k,n}^{(r)} + Y_r^{(-1)})^{-1};$$

$$g_v^{(s)} = Z_s^t (-Z_{n,n}^{(s)} - Z_{k,k}^{(s)} + Z_{n,k}^{(s)} + Z_{k,n}^{(s)} - Y_s^{-1})^{-1};$$

$$Z_{r(s)} = Z_n - Z_k;$$

Z_n и Z_k — подматрицы матрицы Z размерностью $r \times n$, отражающие влияние задающих токов всех n узлов на напряжения соответственно начальных и конечных узлов r отключаемых или s включаемых ветвей; $Z_{n,n}$, $Z_{k,k}$, $Z_{n,k}$, $Z_{k,n}$ — подматрицы матрицы Z размерностью $r \times r$ (или $s \times s$), отражающие взаимное влияние нагрузок начальных и конечных узлов, инцидентных ветвям r (s); $Y_{r(s)}$ — диагональная матрица проводимостей r (s) ветвей.

Элементы матрицы Z после переключений определяются по формулам:

$$Z^{(r)} = Z + g_v^{(r)} Z_r;$$

$$Z^{(s)} = Z + g_v^{(s)} Z_s.$$

Токи ветвей после переключений определяются по закону Ома для участка цепи, содержащего э. д. с.:

$$I^{(r)} = Y^{(r)} (U_{B_z}^{(r)} + E^{(r)});$$

$$I^{(s)} = Y^{(s)} (U_{B_z}^{(s)} + E^{(s)}),$$

где $Y^{(r)}$, $Y^{(s)}$ — диагональные матрицы проводимостей; $U_{B_z}^{(r)}$, $U_{B_z}^{(s)}$ — падения напряжений в ветвях схемы замещения; $E^{(r)}$, $E^{(s)}$ — э. д. с. в этих ветвях. Все параметры в последних двух формулах соответствуют моделируемому состоянию включения s и отключения r ветвей.

Варианты переключений следующего уровня дерева вариантов генерируются с учетом всех возможных коммутаций за исключением состояний с потерей связности узлов сети и ПП, содержащие уже найденные ПП-кандидаты.

Изменения вводимых в допустимую область параметров режима оцениваются по чувствительности к моделируемому переключению. В качестве критерия оценки i -го параметра (П) к ЭВМ принима-

то выражение [12]:

$$l = |P_i - P'_i| (|P_i| - K_{\text{доп}} |P_{\text{доп}}|)^{-1}, \quad (1)$$

где P'_i , $P_{\text{доп } i}$ — значения i -го параметра после переключения и допустимое; $K_{\text{доп } i}$ — коэффициент изменения допустимости i -го параметра, позволяющий искать снижение искомого (повышение тяжести нормального) режима.

Так как l — это относительное изменение превышения параметром режима допустимого значения, по (1) можно сделать вывод о чувствительности ветви с перегрузкой или узла с недопустимым напряжением к моделируемому переключению любой ветви.

В зону влияния на параметр режима, превышающий допустимый предел, входит множество ветвей сети, выбранных по превышению порога чувствительности (ПЧ). Если параметров с превышением допустимого предела несколько, тогда получаем соответственное число зон влияния. Объединением зон влияния и множеств входящих в них элементов получаем множество предполагаемых кандидатов (ПК) на переключение. Исследования на участке энергосистемы (рис. 1) показали, что зоны влияния могут пересекаться частично или не пересекаться.

Действительные кандидаты на переключение (ДК) отбираются из ПК проверкой последних на допустимость параметров режима и изменение ХАР. Аномальность режима характеризует совокупность элементов и соответствующие им параметры режима, превышающие допустимые пределы. Если число параметров режима, превышающих допустимые пределы, в исходном послеаварийном или моделируемом состоянии равно единице, например, перегружается только одна ветвь, то ХАР для этого режима будет численно равна нагрузке в этой ветви относительно своего длительно допустимого значения.

Для нескольких ветвей (в экспериментах для 3—6) в качестве предельного допускается наименьшее из двух значений — кратковременно допустимого тока или тока срабатывания релейной защиты. Моделируемый режим характеризуется, как и в [6, 7], суммой превышений параметрами режима допустимых пределов. Но в данной разработке суммируются относительные значения. Это расширяет возможности поиска решения, позволяя снижать аномальность режима одновременно по всем недопустимым параметрам, например, токам и напряжениям. Все параметры выравниваются по своей значимости по отношению к ХАР приведением диапазонов допустимости изменения параметров (разности кратковременно и длительно допустимых пределов) к среднему диапазону, например, токовому. Более того, значимость недопустимого параметра в ХАР может быть взвешена, например, по приближению к верхнему пределу допустимости.

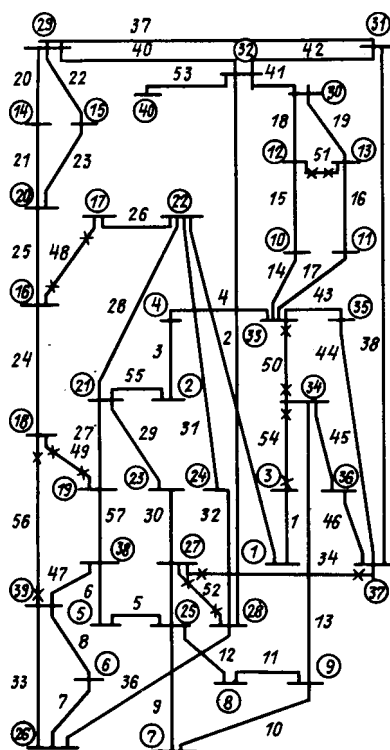


Рис. 1. Схема сети участка энергосистемы 110—500 кВ

На каждом уровне наращиваемого дерева вариантов ПП-ДК оцениваются по изменению траекторий ХАР. Траектории ХАР исследовались для фрагмента энергосистемы (рис. 1). Расчеты проводились с различными исходными коммутационными состояниями и тяжестью режима. Макси-

Таблица 1

Число переключений в последовательности	Число траекторий			
	Всех	Без роста I_{Σ}	С ростом I_{Σ}	
			однажды	дважды
4	11	8	3	0
5	51	24	21	6
Σ	62	32	24	6

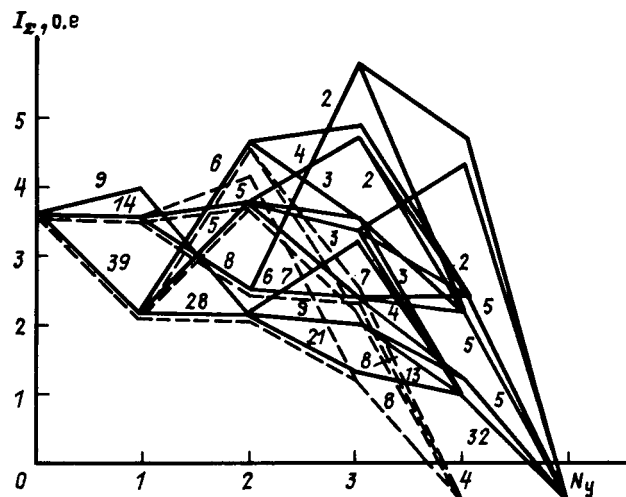


Рис. 2. Траектории сумм относительных нагрузок I_{Σ} в перегружаемых ветвях моделируемых коммутационных состояний рекомендуемых кандидатов в зависимости от номера уровня дерева вариантов N_y . Сплошной линией изображены траектории на 5 переключений, пунктирной — на 4. Цифрами отмечено число траекторий

мальное число переключений в ПП равно 5. Этого, как правило, достаточно для снижения перегрузок в реальной энергосистеме. Порог чувствительности (ПЧ) принимался одинаковым для всех уровней дерева вариантов. В допустимую область вводились токи ветвей, напряжения ограничивались допустимыми пределами. ХАР представлена как сумма нагрузок относительно длительно допустимых пределов в перегружаемых ветвях. На рис. 2 для одного из расчетов приведены траектории ХАР коммутационных состояний ПП с 4 и 5 переключениями. Показатели изменений траекторий рекомендаций — кандидатов (РК), устраняющих перегрузки, приведены в табл. 1. Число РК для ПП с длиной в 4—5 переключений определяется числом траекторий не более, чем с однократным ростом ХАР. Более половины всех траекторий не возрастает.

Результаты исследования вероятностных характеристик траекторий приведены в табл. 2. Сред-

Таблица 2

Число переключений	1			2			3			4			
Номер переключения в ПП	1	1	2	1	2	3	1	2	3	1	2	3	4
Математическое ожидание, о. е.	0	4,67	0	2,60	1,65	0	3,18	2,34	1,56	0	3,34	3,11	2,92
	3,54	3,40	3,07	3,33	3,11	2,84	3,34	3,11	2,92	2,70			
Среднеквадратическое отклонение, о. е.	0	0	0	0,72	0,94	0	1,05	0,93	0,87	0	0,90	0,95	1,01
	0,96	0,91	1,16	0,89	1,01	1,13	0,90	0,95	1,01	1,14			
Коэффициент вариации	0	0	0	0,28	0,57	0	0,33	0,40	0,56	0	0,27	0,31	0,35
	0,27	0,27	0,38	0,27	0,33	0,40	0,27	0,31	0,35	0,42			
Число траекторий	0/15	1/162			31/1594			58/14964					

Примечание. В числителе приведены характеристики ПП — РК, в знаменателе — ПП — ДК.

ний предел перегрузки равен 1,45 о. е., наибольшее число перегрузок равно 4, ПЧ равен 0,3. Крутизна траектории математических ожиданий (МО) ХАР ПК значительно меньше крутизны траекторий МО ХАР РК. Отсев ПП по траекториям МО ХАР РК (см. табл. 3) позволяет многократно экономить время счета при потере только половины РК на четвертом уровне и 9,7 % РК на третьем. Заметим, что все недополученные РК имеют максимальные ХАР и количество (время) переключений. ПЧ взят равным 1,1 (кроме уровня 4, где он равен 1,0). Исходный послеаварийный режим для сети, представленной на рис. 1, характеризуется перегрузкой ветвей 3,4 и 13, нагрузка которых составляет соответственно 1,03, 1,35 и 1,26 о. е. В результате проведения расчета с максимальным числом переключений в ПП, равным 4, найден один РК на 2 переключения (отключение ветви 42, включение ветви 52), 31 РК на 3 переключения и 44 на 4. В табл. 4 перечислены номера переключаемых ветвей каждого из указанных РК на 3 и 4 переключения. Включение или отключение ветви однозначно определяется по ее состоянию в исходной схеме (алгоритм допускает только однократное переключение ветви). Номера переключаемых ветвей в РК отсортированы по возрастанию.

Таблица 3

№	Число кандидатов по уровням					Время счета, о. е.
	1	2	3	4	Σ	
1	0/11	1/65	31/303	44/0	76/379	6,3
2	0/5	1/22	28/38	23/0	52/65	1,0

Примечание. В числителе данные по РК, в знаменателе по ДК

Траектории второго расчета отсеивались по полученным в первом расчете траекториям МО ХАР РК: 3,24 о. е. — для 1-го уровня, 2,65 о. е. — для 2-го, 1,36 о. е. — для 3-го. Результаты показывают, что близкие к оптимальным РК можно искать отсевом ПК по МО ХАР РК, траектория которых приближенно аппроксимируется прямой. Начальная ордината прямой определяется по МО ХАР ПК/ДК на 1—2 переключения из послеаварийного состояния. Конечная ордината, соответствующая максимальному числу переключений в ПП, например 5, меньше или равна единице.

Эффективность алгоритма определяется значением ПЧ. Для оптимального ПЧ при наименьших вычислительных затратах можно получить наибольшее количество РК. Результаты исследования эффективности алгоритма при одинаковом на всех уровнях ПЧ показаны на рис. 3. Эффективность алгоритма определялась по выражению

$$\Theta = \sum_{i=1}^{N_y} \frac{N_{pi} K_i}{(N_{ki} + N_{pi}) K_i} \sum_{i=1}^{N_y} \frac{N_{pi} K_i}{N_{p \max i} K_i}, \quad (2)$$

где N_y — число уровней перебора; N_p , N_k — соответственно число РК и ПК; $N_{p \max}$ — максимальное количество РК (при ПЧ → 0); K — коэффициент значимости реализаций для энергосистемы, обратно пропорциональный среднему времени производства всех переключений в последовательности; i — индекс, равный номеру уровня дерева вариантов; K_i принимает значения 1,0, 0,5, 0,33, 0,25 соответственно для 1-го, 2-го, 3-го, 4-го уровней.

Левый множитель в (2) отражает эффективность алгоритма, правый корректирует ее по отношению к достижимому максимуму числа РК (взвешивает по этому максимуму).

Таблица 4

№ РК	Номера ветвей ПП РК для числа переключений							№ РК	Номера ветвей ПП РК для числа переключений						
	3			4					3			4			
1	3	34	45	4	15	34	54	23	5	52	54	17	18	38	52
2	3	34	46	15	17	34	45	24	6	52	54	17	18	46	52
3	34	43	50	15	16	46	52	25	10	52	54	17	18	50	52
4	34	44	45	15	16	50	52	26	11	52	54	17	18	52	54
5	34	44	46	15	16	52	54	27	40	52	54	4	19	46	52
6	34	45	50	15	17	38	52	28	44	52	54	14	19	38	52
7	34	45	55	15	17	46	52	29	52	54	55	14	19	46	52
8	34	46	55	15	17	52	54	30	3	34	54	14	19	50	52
9	44	46	52	15	51	52	54	31	34	43	54	14	19	52	54
10	3	38	52	4	16	34	54	32				14	17	38	52
11	3	46	52	14	16	34	45	33				4	41	46	52
12	3	52	54	14	16	38	52	34				45	50	52	54
13	28	46	52	14	16	46	52	35				4	43	46	52
14	28	52	54	14	16	52	54	36				29	50	52	54
15	4	38	52	16	51	52	54	37				30	50	52	54
16	38	52	55	34	40	45	48	38				31	50	52	54
17	41	50	52	34	40	46	48	39				32	50	52	54
18	41	52	54	28	38	44	52	40				46	50	52	54
19	43	52	54	40	46	48	52	41				5	45	52	55
20	46	52	55	3	5	45	52	42				6	45	52	55
21	2	52	54	3	6	45	52	43				5	34	54	55
22	4	52	54	4	18	46	52	44				6	34	54	55

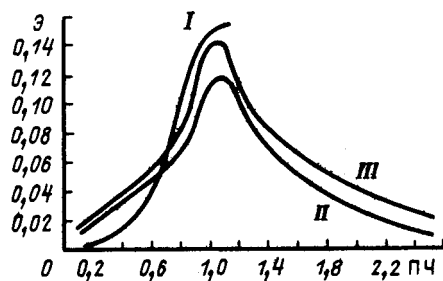


Рис. 3. Зависимость эффективности поиска последовательностей переключений $\mathcal{E}$ с глубиной в два (I), три (II) и четыре (III) уровня от порога чувствительности отбора предполагаемых кандидатов ПЧ

Кривые эффективности поиска ПП (рис. 3) построены для исходного состояния участка сети энергосистемы (рис. 1) с вышеуказанными параметрами начального режима и алгоритма и соответствуют глубине перебора на 2, 3, 4 переключения. При $\text{ПЧ} \rightarrow 0$ доминирует левый сомножитель в (2), при $\text{ПЧ} \rightarrow \text{ПЧ}_{\max}$ — правый. $\text{ПЧ}_{\max}$ — максимальный порог, при котором еще можно получить хотя бы одно решение. Для двухуровневого перебора $\text{ПЧ}_{\max} = 1,2$; для трех- и четырехуровневого — 6,2.

Обобщая полученные результаты, можно заключить, что оптимальный по эффективности ПЧ или зона его оптимальности существуют для каждого уровня дерева вариантов, и эти зоны пересекаются в значительной степени. Это обстоятельство позволяет искать переключения по порогу, близкому к оптимальному ПЧ, определяемому на первых уровнях и корректируемому на последующих уровнях дерева вариантов. Поиск ПП с оптимальным ПЧ или ПЧ из зоны оптимальности позволяет в условиях послеаварийного режима наиболее эффективно определять РК, близкие к оптимальным.

Выводы. 1. Методами ввода режима в допустимую область путем изменения коммутационных состояний сети, предложенными в [1—8], можно получить в лучшем случае одну последовательность переключений, а методом, предложенным в данной статье, — несколько последовательностей, близких к оптимальной.

2. Последовательности переключений предлагается формировать по аппроксимации траекторий математических ожиданий характеристик аномальности режима коммутационных состояний.

3. Порог чувствительности параметров режима, превышающих допустимые пределы, к переключе-

ниям определяется эффективностью поиска и выбирается в зависимости от глубины дерева вариантов.

Приложение. Сокращения, используемые в статье:

ВРДО — ввод режима в допустимую область; УВ — управляющие воздействия; ПП — последовательность переключений; ЛП — линейное программирование; ИС — индекс состояния; ХАР — характеристика аномальности режима; ПЧ — порог чувствительности; ПК — предполагаемый кандидат; ДК — действительный кандидат; РК — рекомендация — кандидат; МО — математическое ожидание.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Makram E. B., Thornton K. P., Brown H. E. Selection of lines to be switched to eliminate overloaded lines using a Z-matrix method.— IEEE Trans. on Power Systems, 1989, vol. 4, N 2, pp. 653—661.
2. Mazi A. A., Wollenberg B. F., Hesse M. H. Corrective control of power system flows by line and bus-bar switching.— IEEE Trans. on Power Systems, 1986, vol. 1, N 3, pp. 258—265.
3. Koglin H. J., Muller H. Corrective switching: a new dimension in optimal load flow.— Electric Power and Energy Systems, 1982, vol. 4, N 2, pp. 142—149.
4. Glavitch H. Switching as means of control in the power system.— Electric Power and Energy Systems, 1985, vol. 7, N 2.
5. Glavitch H., Bacher R. Network topology optimization with security constraints.— IEEE Trans. on Power System, 1986, vol. 1, N 4, pp. 103—111.
6. Bakirtzis A. J., Sakis Meliopoulos A. P. Incorporation of switching operations in power system corrective control computations.— IEEE Trans. on Power Systems, 1987, vol. 2, N 3, pp. 669—676.
7. Power system remedial action methodology / A. P. Sakis Meliopoulos, G. Contaxis, R. R. Kovacs et al.— IEEE Trans. on Power Systems 1988, vol. 3, N 2, pp. 500—509.
8. Bacher R., Glavitch H. Loss reduction by network switching.— IEEE Trans. on Power Systems, 1988, vol. 3, N 2, pp. 447—454.
9. Фокин Ю. А., Хозяинов М. А. Разработка алгоритма оперативных переключений в электрических системах с использованием ЭВМ.— Изв. вузов. Электромеханика, 1988, № 9.
10. Фокин Ю. А. Вероятностно-статистические методы в расчетах систем электроснабжения.— М.: Энергоатомиздат, 1985.
11. Фокин Ю. А., Хозяинов М. А. Повышение надежности и живучести сложных сетей электрических систем введением ЭВМ в цикл оперативных мероприятий, предотвращающих развитие аварии.— В сб.: Экономия электроэнергии в электроэнергетических системах. М., МЭИ, 1988, вып. 187.
12. Фокин Ю. А., Хозяинов М. А. Метод поиска целесообразной топологии при планировании режимов распределительных сетей.— Тр. / Моск. энерг. ин-т, 1989.

[18.05.90]

Методика расчета электродинамической стойкости жесткой ошиновки при неуспешных АПВ

ДОЛИН А. П., канд. техн. наук, КОЗИНОВА М. А., инж.

Московский энергетический институт

В распределительных устройствах напряжением 110 кВ и выше широко используются экономичные, прогрессивные конструкции с жесткими шинами. Методика расчета этих конструкций на электродинамическую стойкость рассматривалась, например, в [1, 2]. Принималось, что до к. з. изоляторы и шины находятся в покое, т. е. расчет колебаний шинных конструкций проводился при нулевых начальных условиях. Рассеяние энергии не учитывалось. Однако при неуспешных АПВ (при повторных включениях на к. з.) нулевые начальные условия для жесткой ошиновки на напряжение 110 кВ и выше, как правило, не выполняются. Кроме того, максимальные нагрузки на изоляторы и напряжения в материале шины существенно зависят от диссипативных сил.

Ниже рассматривается методика расчета электродинамической стойкости жесткой ошиновки при неуспешных АПВ на основе расчета колебаний системы с распределенными параметрами с учетом рассеяния энергии. Проводится анализ условий возникновения наибольшей нагрузки на изоляторы и напряжений в материале шин при повторных включениях на к. з. Разрабатывается методика инженерного расчета на основе упрощенной модели шинной конструкции как системы с одной степенью свободы. Предлагаются формулы и кривые, удобные для практических расчетов.

Процесс колебаний шинной конструкции при однократных АПВ состоит из четырех этапов: первое короткое замыкание (КЗ1), первая бестоковая пауза (БП1), повторное короткое замыкание (КЗ2) и последующая бестоковая пауза (БП2). При к. з. шинная конструкция совершает вынужденные колебания под действием электродинамических нагрузок. Продолжительность каждого короткого замыкания $t_{кз1}$ и $t_{кз2}$ складывается из времени действия релейной защиты и времени отключения выключателя. После отключения к. з. системы шины — опоры совершают свободные затухающие колебания. Продолжительность бестоковой паузы $t_{бп1}$ определяется временем деионизации среды в месте повреждения, а также готовностью выключателя и его привода к повторному включению.

Шину в пролете между опорами (изоляторами) можно рассматривать как балку с распределенными параметрами. Колебания шины — балки при к. з. и после его отключения описываются дифференциальным уравнением в частных производных [3]

$$EJ \frac{\partial^4 y}{\partial x^4} + \mu EJ \frac{\partial^5 y}{\partial t \partial x^4} + m \frac{\partial^2 y}{\partial t^2} = q(x, t) \quad (1)$$

где y — прогиб шины, м; E — модуль упругости материала шины, Па; I — ее момент инерции, м⁴; t — время от начала этапа, с; m — масса шины на единицу длины, кг/м; q — электродинамическая нагрузка (ЭДН), Н/м; $\mu = \delta/(\pi\Omega)$ — параметр затухания, с; δ — логарифмический декремент затухания; Ω — угловая частота собственных колебаний, рад/с.

Первый член в уравнении (1) учитывает упругую реакцию шины, второй — диссипативные, а третий — инерционные силы. Нагрузка в правой части уравнения (1) в бестоковые паузы равна нулю, а при к. з. определяется по формуле [2]

$$q(x, t) = \frac{\alpha}{a} I_m^2 \sum_{n=1}^6 D_n(x, \Psi) \Theta_n(t), \quad (2)$$

где $\alpha = 2 \cdot 10^{-7}$, Н/А²; a — наименьшее расстояние между фазами, м; I_m — амплитуда периодической составляющей тока к. з., А; D_n — коэффициенты, зависящие от вида к. з., взаимного расположения шин, координаты x , угла включения тока к. з. Ψ ; $\Theta_n(t)$ — функции времени, равные

$$\Theta_1 = 1; \quad \Theta_2 = e^{-2t/T_*}; \quad \Theta_3 = e^{-t/T_*} \cos \omega t;$$

$$\Theta_4 = e^{-t/T_*} \sin \omega t; \quad \Theta_5 = \cos 2\omega t; \quad \Theta_6 = \sin 2\omega t;$$

T_a — постоянная времени затухания аperiodической составляющей тока к. з., с; ω — угловая частота тока в сети, рад/с.

В средних пролетах протяженных конструкций с параллельными шинами коэффициенты D_n ($n = 1, 2, \dots, 6$) не зависят от x , и ЭДН равномерно распределена по длине шины [1].

Решение уравнения (1) значительно упрощается, если опоры шин принять абсолютно жесткими. Такое допущение справедливо для большинства изоляторов напряжением до 110 кВ, трехгранных шинных опор (напряжением 500 кВ и выше), а в ряде случаев — для опор 150—330 кВ [4].

Решение уравнения (1) можно найти в виде суммы частного решения y_1 этого уравнения и общего решения y_2 однородного уравнения. Составляющая y_1 определяет вынужденные, а y_2 — свободные колебания шины, которые зависят от начальных прогибов и скоростей балки — шины в начальный момент времени. Свободные колебания вследствие трения со временем затухают.

Решения y_1 и y_2 удобно искать в виде рядов разложения по собственным (фундаментальным) функциям [3]. Частное решение уравнения (1) имеет вид

$$y_1(x, t) = \sum_{k=1}^{\infty} S_k(t) X_k(x). \quad (3)$$

Здесь X_k — фундаментальные функции, зависящие от способа закрепления концов балки — шины (граничных условий). Например, при шарнирном опирании шин на изоляторы (опоры) пролета, характерном для ошиновки РУ 110 кВ и выше,

$$X_k = \sqrt{2} \sin r_k \frac{x}{l}, \quad (4)$$

где r_k — параметры частоты собственных колебаний шины (корни характеристического уравнения), равные $k\pi$; l — длина пролета шины, м.

Функции времени $S_k(t)$ для равномерно распределенной по длине шины нагрузки определяются по формуле

$$S_k(t) = \frac{Z_k}{mp_k} \int_0^t e^{-h_k(t-\tau)} q(\tau) \sin p_k(t-\tau) d\tau, \quad (5)$$

где

$$Z_k = \frac{\int_0^l X_k(x) dx}{\int_0^l X_k^2(x) dx}; \quad (6)$$

$h_k = \mu \Omega_k / 2 = \delta \Omega_k / (2\pi)$ — коэффициенты затухания, c^{-1} ; $p_k = \sqrt{\Omega_k^2 - h_k^2}$ — угловые частоты собственных колебаний с учетом затухания, рад/с.

Частоты собственных колебаний шины (без учета затухания) определяются по формуле

$$\Omega_k = 2\pi f_k = \frac{r_k^2}{l^2} \sqrt{\frac{EJ}{m}}, \quad (7)$$

где f_k — собственные частоты колебаний шин, Гц.

Общее решение однородного уравнения

$$y_2(x, t) = \sum_{k=1}^{\infty} T_k(t) X_k(x). \quad (8)$$

Функции времени $T_k(t)$ равны

$$T_k(t) = e^{-h_k t} \frac{p_k}{\Omega_k} (A_k \sin p_k t + B_k \cos p_k t). \quad (9)$$

Коэффициенты A_k и B_k определяются для каждого этапа из начальных условий

$$y|_{t=0} = y_0(x); \quad \frac{\partial y}{\partial t} \Big|_{t=0} = v_0(x).$$

После преобразований, с учетом ортогональности фундаментальных функций искомые коэффициенты приводятся к виду

$$A_k = \frac{\int_0^l v_0(x) X_k(x) dx + h_k \int_0^l y_0(x) X_k(x) dx}{p_k \int_0^l X_k^2(x) dx}; \quad (10a)$$

$$B_k = \frac{\Omega_k \int_0^l y_0(x) X_k(x) dx}{p_k \int_0^l X_k^2(x) dx}. \quad (10b)$$

Для нормированных фундаментальных функций интеграл, стоящий в знаменателе уравнений (6) и (10), равен 1.

С учетом (3) и (8) уравнения (10 а, б) приводятся к виду

$$A_{ki} = \frac{1}{p_k} [(\dot{T}_{k(i-1)} + \dot{S}_{k(i-1)}) + h_k(T_{k(i-1)} + S_{k(i-1)})]; \quad (11a)$$

$$B_{ki} = \frac{\Omega_k}{p_k} (T_{k(i-1)} + S_{k(i-1)}), \quad (11b)$$

где i — номер цикла АПВ ($i=1$ при КЗ1, $i=2$ при БП1, $i=3$ при КЗ2, $i=4$ при БП2); $T_{k(i-1)}$, $S_{k(i-1)}$, $\dot{T}_{k(i-1)}$, $\dot{S}_{k(i-1)}$ — функции времени и их производные, вычисленные при наибольшем значении времени предшествующего этапа (т. е. в момент коммутации). На первом этапе (КЗ1) коэффициенты A_k и B_k равны нулю.

При расчете колебаний шин, имеющих одинаковые условия опирания на обоих изоляторах пролета, и действии симметричной относительно середины пролета нагрузки (в частном случае равномерно распределенной по длине шины ЭДН) в уравнениях (3) и (8) имеются только нечетные члены ряда ($k=1, 3, 5, \dots$), так как четные формы собственных колебаний не возбуждаются.

Нагрузки на изоляторы (в Н) и напряжения в материале шины (в Па) определяются по формулам

$$R(t) = 2EJ \frac{\partial^3 y}{\partial x^3} \Big|_{x=0; l}; \quad (12a)$$

$$\sigma(x, t) = \frac{M(x, t)}{W} = \frac{EJ}{W} \frac{\partial^2 y}{\partial x^2}, \quad (12b)$$

где $M(x, t)$ — изгибающий момент, Н·м; W — момент сопротивления поперечного сечения, m^3 .

С учетом (2) прогибы, напряжения и нагрузки могут быть приведены к виду

$$y(x, t) = \frac{\alpha l}{c_{\text{ш}}} I_m^2 y_*(x, t) = \frac{q_{\text{max}} l}{c_{\text{ш}}} \bar{y}_*(x, t); \quad (13a)$$

$$\sigma(x, t) = \frac{\alpha l^2}{\lambda a W} I_m^2 \sigma_*(x, t) = \frac{q_{\text{max}} l^2}{\lambda W} \bar{\sigma}_*(x, t); \quad (13b)$$

$$R(t) = \beta \frac{\alpha l}{a} I_m^2 R_*(t) = \beta q_{\text{max}} l \bar{R}_*(t), \quad (13b)$$

где y_* , σ_* , R_* , $\bar{y}_*$, $\bar{\sigma}_*$, $\bar{R}_*$ — относительные и относительные приведенные прогибы, напряжения и нагрузки на изоляторы; $c_{\text{ш}}$ — жесткость шины, Н/м; λ и β — параметры, зависящие от условий опирания шин на изоляторы пролета (например, при шарнирном опирании $c_{\text{ш}} = 384EJ/(5l^3)$, $\lambda = 8$, $\beta = 1$ [4]); q_{max} — максимальное значение ЭДН в

системе параллельных шин, расположенных в одной плоскости, примерно равное (при трехфазном к. з.)

$$q_{\max} \approx \frac{\alpha}{a} I_m^2 \frac{\sqrt{3}}{2} k_{yd}^2 = \frac{\sqrt{3} \cdot 10^{-7}}{a} i_{yd}^2; \quad (14)$$

$i_{yd} = k_{yd} I_m$ — ударный ток к. з., А;
 $k_{yd} = 1 + \exp(-0,01/T_a)$ — ударный коэффициент.

Для определения прогибов, напряжений в шине и нагрузок на изоляторы был разработан алгоритм и составлена программа расчета, реализованная на ЭВМ ЕС-1045 и IBM PC.

В качестве примера на рис. 1, а и б приведены расчетные зависимости наибольших относительных напряжений (в сечении $x=0,5 l$) и нагрузок на изоляторы от времени при трехфазном первом и повторном к. з. для шин с частотой собственных колебаний $f_1 = 3$ Гц и декрементом затухания $\delta = 0,1$ при $T_a = 0,05$ с. Кривые построены для крайних шин (фаза А), так как при частоте собственных колебаний f_1 меньше 50 Гц эти шины находятся в более тяжелых условиях, чем средняя фаза В [1, 5]. При вычислении удерживалось пять членов рядов (3) и (8) по нечетным собственным функциям.

Расчеты проводились при углах включения Ψ тока первого и второго к. з., равных $5\pi/12 + k\pi$ (рад), при которых электродинамические нагрузки на фазу А достигают максимума. Длительность первого к. з. (рис. 1, а, б, в) $t_{K31} = t_{отк1} = 0,136$; продолжительность бестоковой паузы $t_{БП1} = t_{АПВ} - t_{отк1}$ равна 0,53 и 0,34 с, продолжительность повторного к. з. $t_{K32} = t_{отк2} - t_{АПВ} = 0,2$ с. Параметры ЭДН при первом и повторном к. з. принимались одинаковыми.

Анализ полученных результатов показал следующее. Если в момент повторного включения направление действия ЭДН совпадает с направлением движения шины, то максимальные напряжения $\sigma_{2\max}$ и нагрузки $R_{2\max}$ оказываются больше $\sigma_{1\max}$ и $R_{1\max}$ при первом к. з. (рис. 1, а). Если направления ЭДН и движения шины противоположны, то при повторном к. з. $\sigma_{2\max}$ и $R_{2\max}$ могут оказаться меньше соответствующих значений при КЗ1 (рис. 1, б).

Отношения наибольших прогибов, напряжений при повторном и первом к. з. (в случае равенства токов) остаются ниже двух. Наибольшие значения ЭДН, а также y , σ и R зависят от угла включения тока к. з. Ψ . При $\Psi = 11\pi/12 + k\pi$ (рад) напряжения и нагрузки на шины фазы А (с первой частотой собственных колебаний ниже 20 Гц) могут быть в 1,5—2,5 раза меньше, чем при расчетном угле включения. Чем ниже частота f_1 и постоянная времени T_a , тем меньше влияет угол Ψ на наибольшие значения y , σ и R при первом и втором к. з.

При неуспешных АПВ прогибы, напряжения и нагрузки значительно зависят от фазы колеба-

ния в момент повторного включения (рис. 1, а, б), которая определяется фазой отключения первого к. з., продолжительностью паузы, частотой собственных колебаний ошиновки. В определенных пределах эта фаза носит случайный характер, который определяется последовательностью отключения фаз, а также флуктуациями времени срабатывания выключателя, параметрами ошиновки, влияющими на частоту собственных колебаний (например, изменение массы шины при гололеде, ослабление болтов крепежных соединений и др.). Чем ниже частота собственных колебаний шины, тем меньше влияние вариаций параметров на фазу колебания при повторном включении.

Если отключение первого к. з. происходит при максимальном прогибе шины, то в бестоковую паузу возникают наибольшие амплитуды свободных колебаний. Соответственно при повторном к. з. прогибы, напряжения и нагрузки могут достигнуть максимальных расчетных значений. При отключении КЗ1 до или после прохождения максимума прогиба, в режиме повторного замыкания наибольшие значения y_2 , σ_2 и R_2 остаются ниже расчетных максимумов.

Значения прогибов, напряжений и нагрузок при повторных включениях на к. з. в значительной мере определяются также продолжительностью бестоковой паузы и рассеянием энергии при колебаниях. Чем больше время $t_{БП1}$ и декремент δ , тем меньше амплитуды y_2 , σ_2 и R_2 при повторных включениях на к. з. Проведенные расчеты подтвердили, что при продолжительности бестоковой паузы

$$t_{БП1} \geq \frac{2,3}{f_1 \delta} \quad (15)$$

начальные условия при повторном к. з. без существенной погрешности для инженерных расчетов можно принять нулевыми [4]. В этом случае наибольшие расчетные прогибы, напряжения и нагрузки при первом и втором к. з. оказываются практически одинаковыми (рис. 1, в).

В РУ до 35 кВ максимальная продолжительность бестоковой паузы выключателей составляет 0,3—0,5 с. Тем не менее условие (15) выполняется даже при малых декрементах затухания, равных 0,03—0,07 [6], так как первая частота собственных колебаний шин, как правило, много выше 250 Гц. Поэтому в РУ до 35 кВ проверку изоляторов и шин по условиям электродинамической стойкости при неуспешных АПВ проводить не требуется. В РУ 110 кВ и выше (иногда 35 кВ) при быстросрабатывающих АПВ условие (15) обычно не выполняется.

В [1, 2, 5] было показано, что инженерный расчет электродинамической стойкости шинных конструкций можно проводить на основе решения задачи о колебаниях системы с одной степенью свободы, которые описываются обыкновенным дифференциальным уравнением второго порядка:

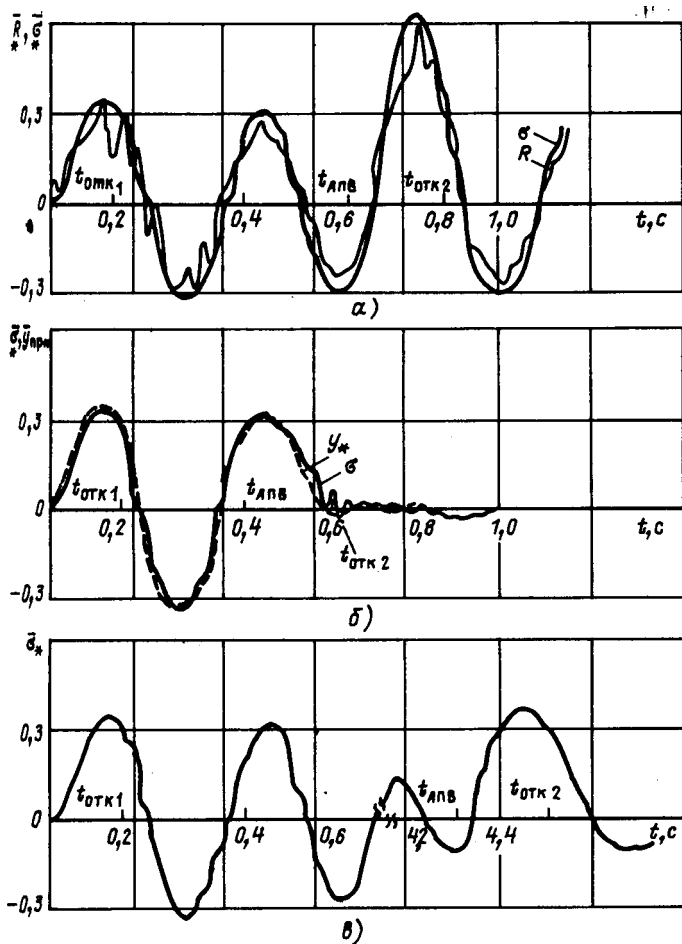


Рис. 1

$$\frac{d^2 y_{np}}{dt^2} + 2h_{np} \frac{dy_{np}}{dt} + \Omega_{np}^2 y_{np} = \frac{Q_{np}}{m_{np}}, \quad (16)$$

где h_{np} — коэффициент рассеяния энергии системы, с; Q_{np} — приведенная электродинамическая сила, Н; $\Omega_{np} = 2\pi f_{np}$ — угловая частота собственных колебаний без учета рассеяний энергии, рад/с; m_{np} , y_{np} , c_{np} — соответственно приведенные массы (кг), прогиб (м), жесткость (Н/м), (индекс «пр» ниже для упрощения записи опущен).

Решение уравнения (16) для каждого этапа КЗ1, БП1, КЗ2 и БП2 имеет вид

$$\dot{y} = Ce^{-ht} \sin(pt + \gamma) + \frac{1}{mp_0} \int_0^t e^{-h(t-\tau)} Q(\tau) \times \sin p(t - \tau) d\tau, \quad (17)$$

где $p = \sqrt{\Omega^2 - h^2}$ — угловая частота свободных колебаний при наличии рассеяния энергии, рад/с; t — время, с; C и γ — постоянная (м) и угол (рад), определяемые из начальных условий [3].

Результаты решений уравнений (1) и (16) оказываются близкими, если параметры расчетной схемы с одной степенью свободы удовлетворяют условиям

$$Q_{np} = ql; \quad c_{np} = c; \quad f_{np} = f_1; \quad h_{np} = f_1 \delta, \quad (18)$$

где c — жесткость шинной конструкции (Н/м), равная распределенной статической нагрузке, действующей на шину, при единичном максимальном прогибе ошиновки; f_{np} — частота собственных колебаний расчетной схемы с одной степенью свободы, Гц; f_1 — первая (основная) частота колебаний шинной конструкции, Гц.

Прогибы расчетной схемы приводятся к виду (13а) [4, 5]:

$$y = \frac{al}{ca} I_m^2 y_*(t) = \frac{q_{max} l}{c} \bar{y}_*(t), \quad (19)$$

где y и $\bar{y}_*$ — относительный и относительный приведенный прогибы системы.

Наибольшие напряжения в материале шины и нагрузки на изоляторы определяются по формулам [4]

$$\sigma(t) = \frac{cl}{\lambda W} y(t) = \frac{q_{max} l^2}{\lambda W} \bar{y}_*(t); \quad (20a)$$

$$R(t) = \beta c y(t) = \beta q_{max} l \bar{y}_*(t). \quad (20б)$$

На основании решения уравнения (16) была составлена программа расчета относительного прогиба на ЭВМ. Результаты вычислений подтвердили, что система с одной степенью свободы позволяет оценить электродинамическую стойкость ошиновки при неуспешных АПВ с достаточной для инженерных расчетов точностью. В качестве примера на рис. 1 для сравнения приводятся зависимости от времени $\bar{R}_*$, а также σ_* , полученные на основе расчета колебаний систем с распределенными параметрами, и y_* (пунктирные кривые) на основе решения системы с одной степенью свободы для конструкций с частотой собственных колебаний $f_1 = 3$ Гц и $\delta = 0,1$.

Осциллограммы, а также наибольшие значения $\bar{R}_*$, σ_* и y_{np*} отличаются незначительно. Кроме того, отношения наибольших нагрузок, напряжений, а также приведенных прогибов при первом и повторном к. з. оказываются практически одинаковыми, т. е.

$$\frac{\sigma_{2max}}{\sigma_{1max}} \approx \frac{R_{2max}}{R_{1max}} \approx \frac{y_{2max np}}{y_{1max np}} = \theta. \quad (21)$$

Коэффициент θ показывает, во сколько раз напряжения в шине, нагрузки на изоляторы или прогибы шины при неуспешных АПВ могут превышать соответствующие максимальные значения при первом к. з.

Таким образом, согласно (13), (14) и (20) максимальные напряжения и нагрузки при повторном включении на к. з. равны

$$\sigma_{2max} = \sigma_{1max} \theta = \frac{\sqrt{3} \cdot 10^{-7} l^2}{\lambda a W} i_{уд}^2 \eta \sigma \theta; \quad (22a)$$

$$R_{2max} = R_{1max} \theta = \frac{\beta \sqrt{3} \cdot 10^{-7} l}{a} i_{уд}^2 \eta_R \theta, \quad (22б)$$

где η_σ и η_R — динамические коэффициенты напряжения в материале шины и нагрузки на изоляторы, равные максимальным значениям σ и R при первом к. з.

В инженерных расчетах коэффициенты η_σ и η_R можно приближенно принять равными динамическому коэффициенту $\eta = \max |y \cdot i_{\max \text{ пр}}|$, вычисленному на основе одномассовой схемы [2, 4]. В соответствии с методикой [1, 5] решение для системы с одной степенью свободы, а также расчетные формулы (22а, б) могут использоваться не только для расчета конструкций с абсолютно жесткими, но и для приближенных оценок стойкости ошиновки с упругоподатливыми опорами. В последнем случае частота собственных колебаний шин определяется с учетом жесткости и массы опор.

На рис. 2, а приведены зависимости θ от декремента затухания, полученные на основе решения уравнения (15) при наиболее неблагоприятных

условиях коммутаций, которые приводят при первом к. з., в бестоковую паузу и повторном включении на к. з. к наибольшим прогибам.

Кривая I (рис. 2, а) дает оценку сверху при любых частотах собственных колебаний шин. Учет наибольшей продолжительности бестоковой паузы позволяет определить прогибы, напряжения и нагрузки при повторном к. з. с меньшим «запасом». На рис. 2, б построены зависимости наименьшей (расчетной) продолжительности бестоковой паузы $t_{\text{БП}}$ от частоты собственных колебаний шины f_1 .

Если точка с координатами $t_{\text{БП}}$ и f_1 (рис. 2, б) лежит в зоне I (ограниченной осями координат и кривой I), то коэффициент θ определяется по кривой I на рис. 2, а; если эта точка лежит в зоне II, то θ соответственно определяется по кривой II и т. д. В качестве примера на рис. 2, в приведены зависимости коэффициента превышения θ от частоты f_1 при различных декрементах затухания и продолжительности бестоковой паузы не менее 0,3 с.

При построении кривых на рис. 2 продолжительность бестоковой паузы ограничивалась «снизу», то есть принималась равной или большей минимального (расчетного) значения $t_{\text{БП min}}$ и определение коэффициента θ проводилось при наиболее неблагоприятных условиях. Такой подход позволяет косвенно учесть возможные отклонения продолжительности бестоковой паузы и параметров ошиновки (в частности, частоты собственных колебаний) от принятых в расчете значений и провести оценку стойкости ошиновки с запасом. Для более точных оценок можно использовать разработанные программы расчета на ЭВМ.

Пример. Определить наибольшие напряжения в материале шин и нагрузки на изоляторы при первом и повторном к. з. в экспериментальной конструкции с трубчатыми шинами круглого сечения. Внешний диаметр шин $d_1 = 90$ мм, внутренний $d_2 = 80$ мм. Шины изготовлены из алюминиевого сплава 1915Т (модуль упругости $E = 7,1 \cdot 10^{10}$ Па, погонная масса $m = 3,7$ кг/м). Длина пролета шин 9 м. Разрезные участки шин смежных пролетов соединены с помощью гибких связей. Расстояние между фазами 1,4 м. Ударный ток трехфазного к. з. $i_{\text{уд}} = 50$ кА. Постоянная времени $T_a = 0,04$ с. Логарифмический декремент затухания $\delta = 0,5$. Продолжительность бестоковой паузы $t_{\text{БП}} = 0,3$ с.

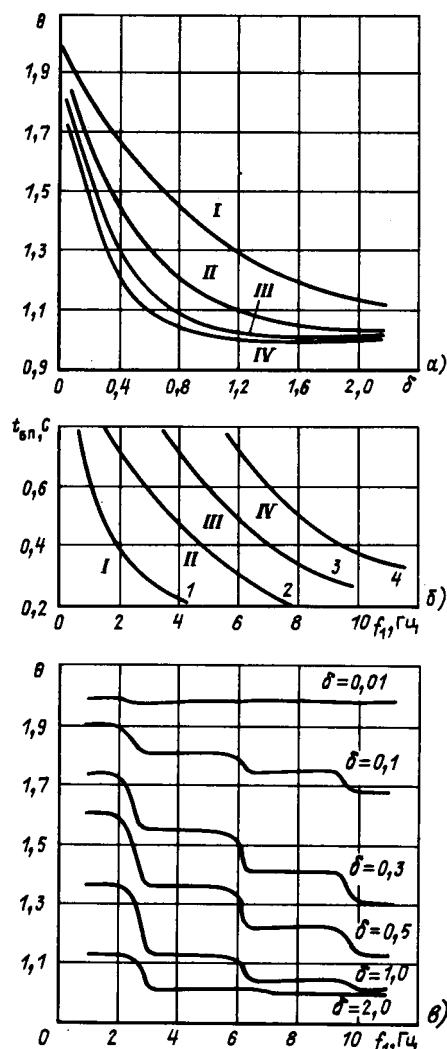
Моменты инерции и сопротивления поперечного сечения трубчатой шины равны

$$J = \pi(d_1^4 - d_2^4) / 64 = 121 \cdot 10^{-8} \text{ м}^4;$$

$$W = 2J / d_1 = 26,9 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3.$$

Для балки с шарнирным опиранием на обеих опорах $r_1 = 3,14$; $\beta = 1$; $\lambda = 8$ [4].

Первая частота собственных колебаний согласно (7) равна $f_1 = 2,9$ Гц. Экспериментально полученная частота собственных колебаний составила



3,2—4 Гц. По кривым, приведенным, например, в [2, 4] при вычисленном значении f_1 и $T_a = 0,04$ с определяем динамический коэффициент $\eta = 0,33$.

В соответствии с (22) наибольшие напряжения в шинах и нагрузки на изоляторы при первом к. з. составляют $\sigma_{1\max} = 38,4$ МПа; $R_{1\max} = 919$ Н.

Точка с координатами $t_{\text{БП}} = 0,3$ с и $f_1 = 2,9$ Гц на рис. 2, б лежит во II зоне. Следовательно, коэффициент превышения θ определяется по кривой II (рис. 2, а) и равен 1,35 (при $\delta = 0,5$).

Таким образом, при повторном включении на к. з. $\sigma_{2\max} = \sigma_{1\max} \theta = 51,8$ МПа; $R_{2\max} = R_{1\max} \theta = 1240$ Н.

Выводы. 1. При неуспешных АПВ наибольшие напряжения в материале шин и нагрузки на изоляторы могут превышать соответствующие значения при первом к. з. на величину до 100 %.

2. С увеличением рассеяния энергии (декремента затухания), продолжительности бестоковой паузы, а также частоты собственных колебаний коэффициент превышения θ снижается.

3. Как показали экспериментальные исследования, современные шинные конструкции 110 и 220 кВ имеют частоту собственных колебаний соответственно 1,5—4 Гц и 1—3 Гц, а декремент

затухания равен 0,1—0,6 и 0,01—0,1. Поэтому при повторных замыканиях и продолжительности бестоковой паузы не менее 0,3 с напряжения в шинах и нагрузки на изоляторах составляют в РУ 110 кВ не более 1,3—1,9, а 220 кВ — 1,8—1,95 от значений при первом к. з.

4. В шинных линиях напряжением до 35 кВ наибольшие расчетные напряжения и нагрузки при первом и повторном к. з. практически одинаковы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кудрявцев Е. П., Долин А. П. Расчет жесткой ошиновки распределительных устройств.— М.: Энергия, 1981.
2. Долин А. П. Расчет электродинамической стойкости жесткой ошиновки с учетом ее колебаний при коротких замыканиях.— М.: МЭИ, 1981.
3. Филиппов А. П. Колебания деформируемых систем.— М.: Машиностроение, 1970.
4. Долин А. П., Шонгин Г. Ф. Открытые распределительные устройства с жесткой ошиновкой.— М.: Энергоатомиздат, 1988.
5. Кудрявцев Е. П., Долин А. П. Методика расчета электродинамической стойкости токопроводов напряжением 110 кВ и выше с учетом податливости опор.— Электричество, 1977, № 5.
6. Долин А. П. Экспериментальные исследования электродинамической стойкости шинных конструкций.— Промышленная энергетика, 1979, № 3.

[16.05.90]

УДК 62-83-52

Алгоритмы и структуры микропроцессорных систем управления асинхронным электроприводом

ГУСЯЦКИЙ Ю. М., канд. техн. наук, ЖУКОВ С. В., инж.

Московский энергетический институт

Развитие регулируемого асинхронного электропривода в последние годы во многом определяется прогрессом в области микропроцессорной техники. Современный асинхронный электропривод с высоким качеством статических и динамических характеристик может быть выполнен только на базе замкнутых многосвязных структур регулирования, реализация которых с помощью аналоговой техники приводит к значительным аппаратным затратам и не обеспечивает требуемой точности и стабильности характеристик. Поэтому регулируемый асинхронный электропривод представляет одну из наиболее перспективных областей применения микропроцессорной (МП) техники. Особый интерес вызывают системы прямого цифрового управления, выполняющие все основные функции управления программно. В таких системах сравнительно просто без дополнительных аппаратных затрат могут быть реализованы сложные алгоритмы идентификации параметров и адаптации системы к их

изменению, автоматической настройки регуляторов при пуске электропривода и развитой диагностики силовой и управляющей частей электропривода. Все это значительно повышает эксплуатационные показатели и надежность системы.

Поскольку МП-система независимо от функционального назначения основана на применении типовых больших интегральных схем, то она по своему принципу работы универсальна. Это определяет целесообразность разработки универсального микроконтроллера, пригодного для максимально возможного спектра различных электроприводов и, в частности, регулируемых асинхронных электроприводов. Как показал опыт разработки, аппаратная избыточность такой системы не превышает 15 % по сравнению с функционально направленным микроконтроллером. Далее рассматриваются структуры различных систем частотно-регулируемых асинхронных электроприводов,

реализованных на базе универсального микроконтроллера.

В основу положена векторная система регулирования, синтезированная во вращающихся координатах, ориентированных по направлению обобщенного вектора потокосцепления ротора. При этом с целью улучшения эксплуатационных показателей электропривода датчики потокосцепления из системы исключены, а информация о векторе потокосцепления ротора восстанавливается программно на основе данных, полученных от датчиков тока статора и частоты вращения ротора. Дифференциальные уравнения асинхронной машины, записанные в рассматриваемой системе координат, имеют следующий вид:

$$u_{sx} = (R_s + \sigma L_s p) i_{sx} + p \Psi_r L_\mu / L_r - \omega_0 \sigma L_s i_{sy}; \quad (1)$$

$$u_{sy} = (R_s + \sigma L_s p) i_{sy} + \omega_0 \Psi_r L_\mu / L_r + \omega_0 \sigma L_s i_{sx}; \quad (2)$$

$$\Psi_r = L_\mu i_{sx} / (1 + T_r p); \quad (3)$$

$$\omega_0 = \omega + L_\mu i_{sy} / T_r \Psi_r; \quad (4)$$

$$M = 3 z_p \Psi_r i_{sy} L_\mu / 2 L_r; \quad (5)$$

$$p \omega_0 = (M - M_l) / J, \quad (6)$$

где u_{sx} , u_{sy} , i_{sx} , i_{sy} — проекции векторов напряжения и тока статора на координатные оси x , y соответственно; ω и ω_0 — угловые скорости вращения соответственно вала двигателя и координатной системы; M и M_l — электромагнитный момент двигателя и момент нагрузки; R_s , L_s , R_r , L_r — активные сопротивления и индуктивности обмоток статора и ротора; L_μ — взаимная индуктивность обмоток статора и ротора; $T_r = L_r / R_r$ — электромагнитная постоянная времени ротора; $\sigma = 1 - L_\mu^2 / L_s L_r$ — коэффициент рассеяния; J — приведенный суммарный момент инерции; Ψ_r — модуль вектора потокосцепления ротора; z_p — число пар полюсов обмотки статора; p — символ дифференцирования по времени.

Анализируя уравнения, можно отметить, что при соблюдении (4) координатная система ориентирована по направлению вектора потокосцепления ротора, благодаря чему имеется возможность отдельного регулирования потока в соответствии с (3) и момента в соответствии с (5). Это позволяет синтезировать систему с нормированными динамическими характеристиками. Из (2) после подстановки в него i_{sx} из (3) получаем:

$$u_{sy} = (R_s + \sigma L_s p) i_{sy} + \omega_0 \Psi_r L_s / L_\mu + \sigma L_s T_r \omega_0 p \Psi_r / L_\mu. \quad (7)$$

Пренебрегая в (1) и (7) производной потока [1], получим упрощенную форму записи уравнений статора:

$$u_{sx} = (R_s + \sigma L_s p) i_{sx} - \sigma L_s \omega_0 i_{sy}; \quad (8)$$

$$u_{sy} = (R_s + \sigma L_s p) i_{sy} + L_s \omega_0 \Psi_r / L_\mu. \quad (9)$$

На рис. 1 представлена структурная схема асинхронного электропривода, включающего ти-

ристорный инвертор с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Система выполнена по принципу подчиненного регулирования с двумя каналами регулирования, с помощью которых осуществляется раздельное регулирование и поддержание на заданном уровне потока и частоты вращения машины. Внутренним контуром по отношению к регулятору потока (РП) является контур регулирования составляющей тока i_{sx} (эта составляющая далее условно называется реактивным током) с регулятором PPT , а внутренним контуром по отношению к регулятору скорости (РС) — контур регулирования составляющей i_{sy} (активный ток) с регулятором PAT . При синтезе пропорционально-интегральных регуляторов PAT и PPT осуществлена компенсация перекрестных нелинейных связей, которые описываются вторыми слагаемыми правых частей уравнений (8) и (9).

Поскольку все регуляторы работают во вращающихся координатах, в систему введены преобразователи координат, один из которых (ПК2) преобразует измеренные сигналы фазных токов статора из неподвижной системы координат во вращающуюся, а другой — (ПК1) преобразует сформированные управляющие сигналы из вращающейся координатной системы в неподвижную. Формулы преобразования координат:

для ПК1:

$$u_{sA}^* = u_{sx}^* \cos \theta_0 - u_{sy}^* \sin \theta_0; \quad (10)$$

$$u_{sB}^* = u_{sx}^* \sin (\theta_0 - \pi/6) + u_{sy}^* \cos (\theta_0 - \pi/6); \quad (11)$$

$$u_{sC}^* = -u_{sA}^* - u_{sB}^*; \quad (12)$$

для ПК2

$$i_{sx} = i_A \cos \theta_0 + (i_A + 2i_B) \sin \theta_0 / \sqrt{3}; \quad (13)$$

$$i_{sy} = (i_A + 2i_B) \cos \theta_0 / \sqrt{3} - i_A \sin \theta_0, \quad (14)$$

где i_A , i_B — сигналы фазных токов двигателя; u_{sx}^* , u_{sy}^* — сигналы задания напряжений статора во вращающейся системе координат; u_{sA}^* , u_{sB}^* , u_{sC}^* — те же сигналы в неподвижной системе координат.

Потокосцепление ротора Ψ_r вычисляется по значению сигнала i_{sx} в соответствии с (3). Угловая скорость координатной системы ω_0 формируется по вычисленным сигналам i_{sy} и Ψ_r в соответствии с (4). После интегрирования переменной ω_0 образуется текущее значение координатного угла θ_0 , используемое в формулах прямого и обратного преобразования координат (10) — (14). Гармонические функции $\sin \theta_0$ и $\cos \theta_0$ формируются с помощью функционального преобразователя ФП1. В системе используются датчики фазных токов статора (ДТ) и инкрементный датчик положения (ИД), с помощью которого формируются сигналы обратных связей по положению и частоте вращения ротора. Частотный сигнал ИД поступает в МП-систему через программируемый таймер (ПТ), который, работая в режиме накопительного счетчика, преобразует этот сигнал в цифровую форму. Кодовые значения сигналов задания

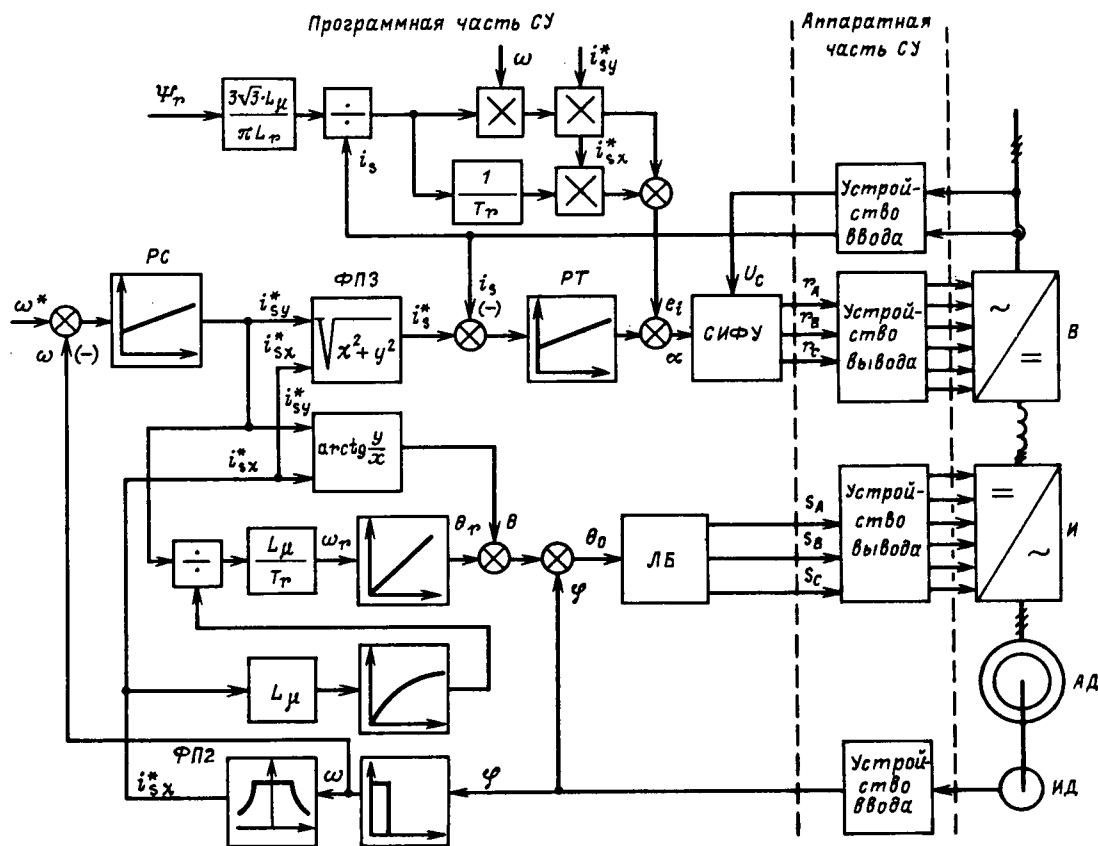


Рис. 1. Структурная схема асинхронного электропривода с тиристорным инвертором напряжения

фазных напряжений подаются на трехканальный программируемый таймер, осуществляющий ШИМ выходного напряжения инвертора в соответствии с полученными кодами.

В электроприводе имеется возможность двухзонного регулирования скорости. Регулирование скорости выше номинального значения с ослаблением потока обеспечивается с помощью функционального преобразователя ФП2. Оба функциональных преобразователя реализованы таблично с целью сокращения времени вычислений. Рассмотренная система регулирования является системой прямого цифрового управления, в которой все функции регулирования реализуются программно.

Структурная схема рис. 2 представляет асинхронный электропривод, выполненный на базе высоковольтного транзисторного инвертора с ШИМ. Основное отличие данной системы от ранее рассмотренной заключается в том, что с целью повышения динамических показателей электропривода регуляторы токов и система импульсного управления инвертором, формирующая широтно-модулированные импульсы управления силовыми ключами, реализованы аппаратно. Все остальные функции регулирования выполняются программно.

Преобразование сигналов задания фазных токов из цифровой формы в аналоговую осуществляет цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП).

Высокая частота коммутации транзисторов (несколько кГц) позволяет при синтезе ПИ-регуляторов тока пренебречь перекрестными связями по э. д. с. и считать для дальнейшего синтеза контур тока инвариантным. Рассматриваемый электропривод способен работать в двух режимах: режиме регулирования скорости и режиме позиционирования. В первом случае управляющим является сигнал задания скорости ω^* , который через задатчик интенсивности поступает на вход РС. При работе в режиме позиционирования управляющим является сигнал задания угла поворота вала φ^* , поступающий на вход регулятора угла (РУ) от командного устройства. Изменение режима производится программно по требованию оператора или по команде ЭВМ высшей ступени иерархии.

Данный электропривод, обладая высокими динамическими показателями, способен обеспечить широкий диапазон регулирования скорости (до 10 000 : 1 и выше), что позволяет использовать его в металлообрабатывающих станках и робототехнике.

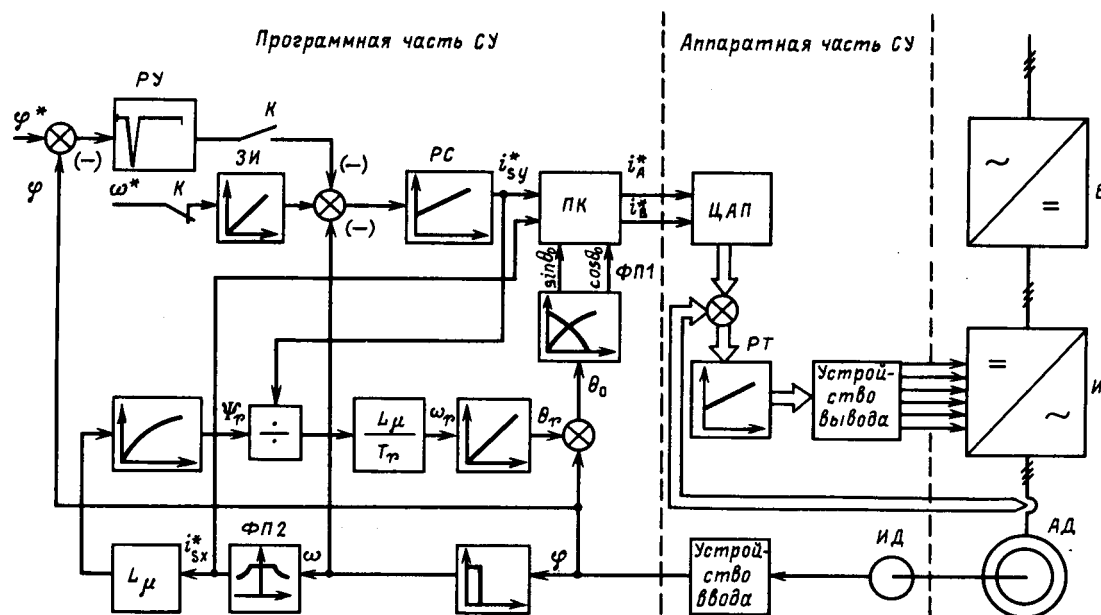


Рис. 2. Структурная схема асинхронного электропривода с транзисторным инвертором

Электропривод с преобразователем частоты, включающим автономный инвертор тока (рис. 3) отличается сравнительно простой силовой схемой и возможностью работы в реверсивном режиме с рекуперацией энергии в сеть без дополнительной аппаратуры. При этом, хотя он и не обеспечивает столь широкий диапазон регулирования скорости, как предыдущие системы, однако, по динамическим показателям в случае применения векторной системы регулирования превосходит электропривод постоянного тока. Особенность представленной на рис. 3 системы заключается в том, что здесь осуществляется раздельное регулирование модуля тока статора i_s с помощью управляемого выпрямителя (B) и его аргумента (угла θ_0) с помощью инвертора ($И$). Сигнал задания модуля тока, подаваемый на вход регулятора тока PT , вычисляется посредством $\Phi\Pi 3$: $i_s^2 = \sqrt{i_{sx}^2 + i_{sy}^2}$.

Управление инвертором осуществляется логическим блоком $ЛБ$, который формирует логические сигналы состояния тиристоров инвертора s_A, s_B, s_C в функции текущего значения угла θ_0 . Последний вычисляется с помощью $\Phi\Pi 4$ как сумма трех составляющих $\theta_0 = \theta + \theta_r + \varphi$, где $\theta = \arctg(i_{sy}/i_{sx})$ — угол между векторами тока статора и потока сцепления ротора, θ_r — угол скольжения (интеграл частоты скольжения). В контуре регулирования модуля тока производится компенсация э. д. с. инвертора в соответствии со следующим соотношением [2]:

$$e_i = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \frac{L_\mu}{L_r} \Psi_r \left(\omega \frac{i_{sy}}{i_s} + \frac{1}{T_r} \frac{i_{sx}}{i_s} \right). \quad (15)$$

Все функции управления здесь выполняются программно, включая алгоритмы системы им-

пульсно-фазового управления выпрямителем ($СИФУ$), которая по принципу работы является одноканальной синхронной системой. Синхронизация с сетью осуществляется по сигналу напряжения одной фазы u_c . Состояние двух других фаз восстанавливается микропроцессором, который формирует трехразрядное слово состояния сети $ССС$. Далее в функции $ССС$ и заданного значения угла регулирования выпрямителя α находится слово состояния тиристоров выпрямителя $ССТ$ (r_A, r_B, r_C), которое однозначно определяет номера тиристоров, вступающих в работу. После того как программируемый таймер устройства вывода отсчитает выдержку времени, соответствующую углу α , на эти тиристоры посылаются открывающие импульсы. Такое построение $СИФУ$, кроме экономии аппаратных средств, обеспечивает высокую помехоустойчивость и точную симметрию управляющих импульсов по фазам.

Все приведенные системы регулирования основаны на принципе косвенного определения потоко-сцепления ротора. Они наряду с отмеченными выше достоинствами, обладают и недостатком, заключающимся в существенной зависимости характеристик электропривода от параметров двигателя, которые меняются в широких пределах при изменении режима работы и температуры окружающей среды. Поскольку астатические регуляторы токов статора достаточно точно поддерживают их заданные значения, то особенно существенно сказываются изменения параметров ротора.

На рис. 4 приведены некоторые статические и динамические характеристики электропривода для различных значений температуры ротора. На рис. 4, а даны зависимости потоко-сцепления ротора и реального значения электромагнитного мо-

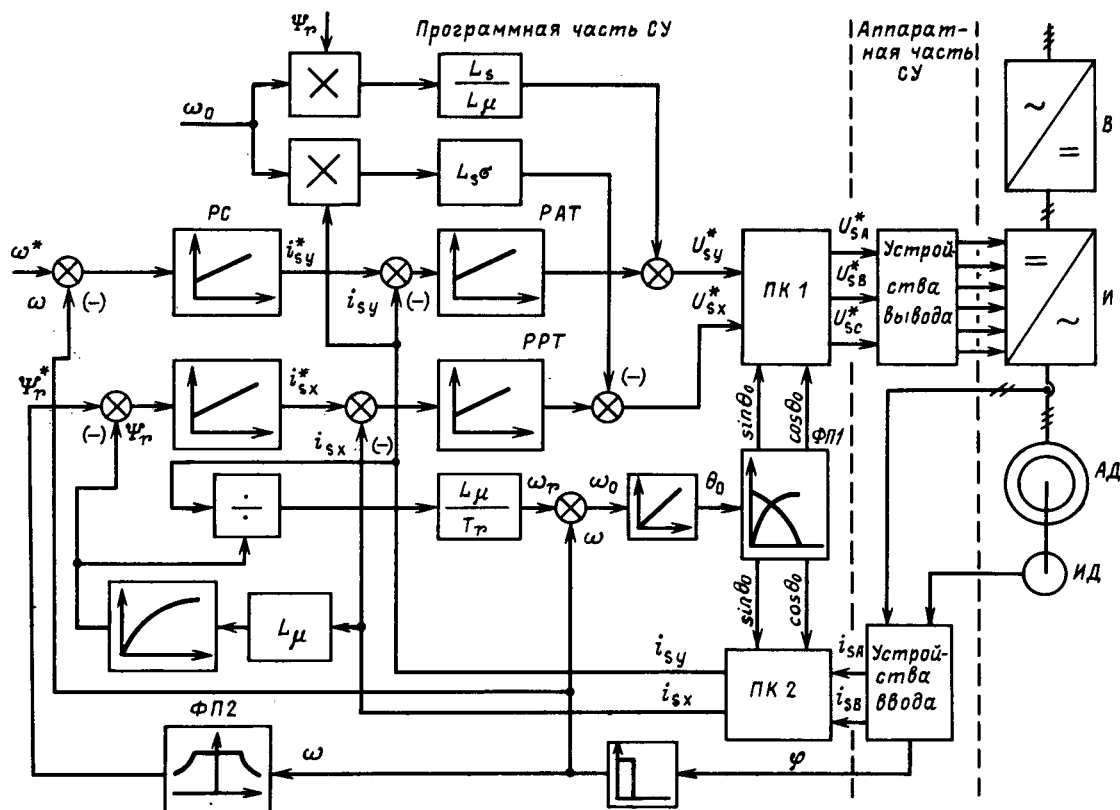


Рис. 3. Структурная схема асинхронного электропривода с автономным инвертором тока

мента двигателя от сигнала задания момента M^* для установившегося режима работы. На рис. 4, б те же зависимости даны для динамического режима скачкообразного наброса сигнала задания момента от нуля до номинального значения. При этом параметры системы управления соответствуют температуре 20°C . Анализируя приведенные кривые, можно отметить, что несоответствие параметров двигателя расчетным значениям приводит к существенному отклонению потока и момента от заданных значений как в установившихся, так и в переходных режимах. Приведенные данные подтверждают необходимость использования в системе программы идентификации параметров двигателя и адаптивной настройки регуляторов.

Рассмотрим синтез адаптивной системы, в которой в качестве идентифицируемого параметра принята постоянная времени ротора [3]. Идентификация осуществляется путем сравнения двух функционалов, один из которых определяется реальными переменными состояния двигателя, а другой — переменными, используемыми в системе регулирования. Базовый функционал определим следующим образом:

$$F^* = -\omega_0^* \Psi_r^* i_{sx}^*, \quad (16)$$

где символом «*» отмечены переменные и параметры системы регулирования.

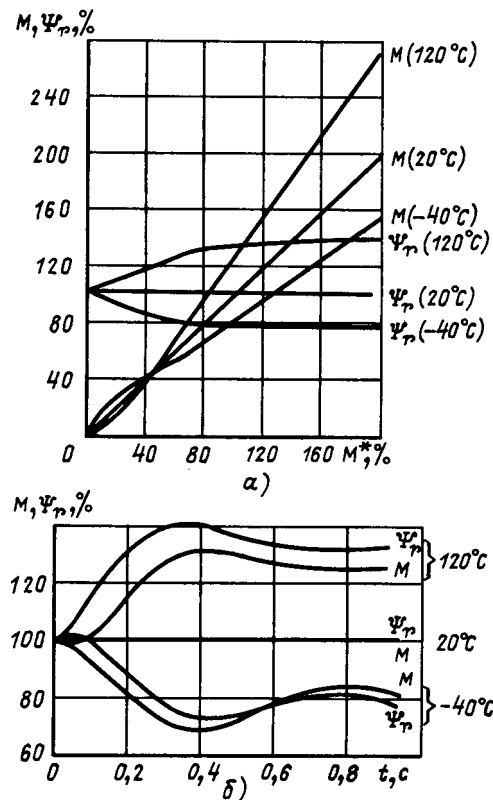


Рис. 4. Зависимость статических (а) и динамических (б) характеристик от температуры ротора

Этот функционал необходимо преобразовать так, чтобы в него входили только легко доступные для измерения переменные. Для этого воспользуемся уравнениями статора (1), (2). Приняв длительность процесса идентификации существенно большей, чем электрохимическая и электромагнитная постоянные времени (это соответствует физической картине, поскольку реальная продолжительность изменения параметров двигателя значительно больше времени переходных процессов), и пренебрегая в (1) и (2) производными переменных, получим:

$$u_{sx} = R_s i_{sx} - \omega_0 \sigma L_s i_{sy}; \quad (17)$$

$$u_{sy} = R_s i_{sy} + \omega_0 \Psi_r L_\mu / L_r + \omega_0 i_{sx} \sigma L_s. \quad (18)$$

После некоторых преобразований из (17) и (18) имеем:

$$u_{sx} i_{sy} - u_{sy} i_{sx} = -\sigma L_s \omega_0 (i_{sx}^2 + i_{sy}^2) - \omega_0 \Psi_r i_{sx} L_\mu / L_r, \quad (19)$$

а затем из (16) и (19) получим окончательно формулу для вычисления функционала реальных переменных:

$$F = [(u_{sx} i_{sy} - u_{sy} i_{sx}) + \sigma L_s \omega_0 (i_{sx}^2 + i_{sy}^2)] L_r / L_\mu. \quad (20)$$

Для вычисления этого функционала требуются только измеренные значения составляющих тока и напряжения статора.

Зависимость разности функционалов (16) и (20) от соотношения между реальным и введенным в систему регулирования расчетным значением электромагнитной постоянной времени ротора (T_r^*) имеет следующий вид:

$$\Delta F = L_\mu \omega_r^2 i_{sx}^2 (T_r^{*2} - T_r^2) / (1 + \omega_r^2 T_r^2), \quad (21)$$

где ω_r — угловая частота скольжения ротора.

Анализируя (21), отметим, что зависимость является монотонной. Это подтверждает возможность идентификации T_r с помощью принятого функционала. Процесс идентификации невозможен при скольжении, близком к нулю. Это совпадает с физическими представлениями, так как в отсутствии нагрузки ток ротора также близок к нулю, и, следовательно, параметры ротора не могут оказывать влияние на состояние асинхронной машины.

Структуру адаптивной системы рассмотрим на примере электропривода, представленного на рис. 1. Сделав допущение об идеальности инвертора напряжения, можно заменить в (20) сигналы u_{sx} и u_{sy} их заданиями u_{sx}^* и u_{sy}^* , что позволит избежать установки датчиков напряжения. На рис. 5 дана структурная схема электропривода с контуром адаптации. Здесь функциональные преобразователи $\Phi\Pi 1$ и $\Phi\Pi 2$ служат для вычисления функционалов F и F^* соответственно; $\Phi\Pi 3$ анализирует знак разности ΔF и в зависимости от результата увеличивает или уменьшает значение T_r^* до тех пор, пока ΔF не станет равным нулю. Скорректированное значение T_r^* вводится в соответ-

ствующие функциональные узлы системы. Поскольку, как отмечалось, к контуру адаптации не предъявляется высоких требований по быстродействию, программа адаптации может выполняться в фоновом режиме. Таким образом, реализация адаптивной системы не требует дополнительных аппаратных затрат, ни вычислительных ресурсов.

Конструктивно программируемый микроконтроллер выполнен из двух модулей: процессорного модуля и модуля внешних устройств, осуществляющего связь процессорного модуля с преобразователем и датчиками. Упрощенная схема, иллюстрирующая аппаратный состав микроконтроллера, представлена на рис. 6. В качестве центрального процессора используется однокристалльный 16-разрядный микропроцессор K1801BM2. Объем постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) — 16 КБайт, оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) — 2 КБайт. Через последовательный интерфейс канал ЭВМ связан с командоаппаратом, устройством индикации и пультом оператора, с помощью которого можно модифицировать программное обеспечение. В модуле внешних устройств используются три трехканальных программируемых таймера. Они выполняют функции устройств ввода — вывода, диагностики, защиты от программных сбоев и формируют сигналы прерывания. Функции других устройств зависят от используемой структуры системы регулирования.

В отладочном режиме предусмотрена возможность связи через последовательный интерфейс с инструментальной микроЭВМ. С помощью отладочного ЦАП осуществляется передача на регистрирующий прибор информации, полученной в процессе испытаний электропривода и сохраненной в памяти инструментальной микроЭВМ.

Программное обеспечение включает программы стартовой диагностики, обслуживания пульта, инициализации, циклическую фоновую и рабочую программы. Первые две выполняются по запросу с пульта оператора и используются только в отладочном режиме. Остальные программы выполняются при каждом включении системы.

Программа стартовой диагностики обеспечивает проверку работоспособности аппаратуры и программного обеспечения с помощью специальных тестов и выводит на устройство индикации информацию об обнаруженных неисправностях. Программа инициализации необходима для программирования внешних устройств и установки начальных условий работы системы. После выполнения программы инициализации МП переходит к выполнению бесконечного цикла фоновой программы. Выйти из этого цикла он может только по запросам на прерывания или при сигналах аварийного или технологического останова. В фоновой программе сосредоточены программы, которые выполняются последовательно и не требуют фиксированного времени выполнения, а именно: програм-

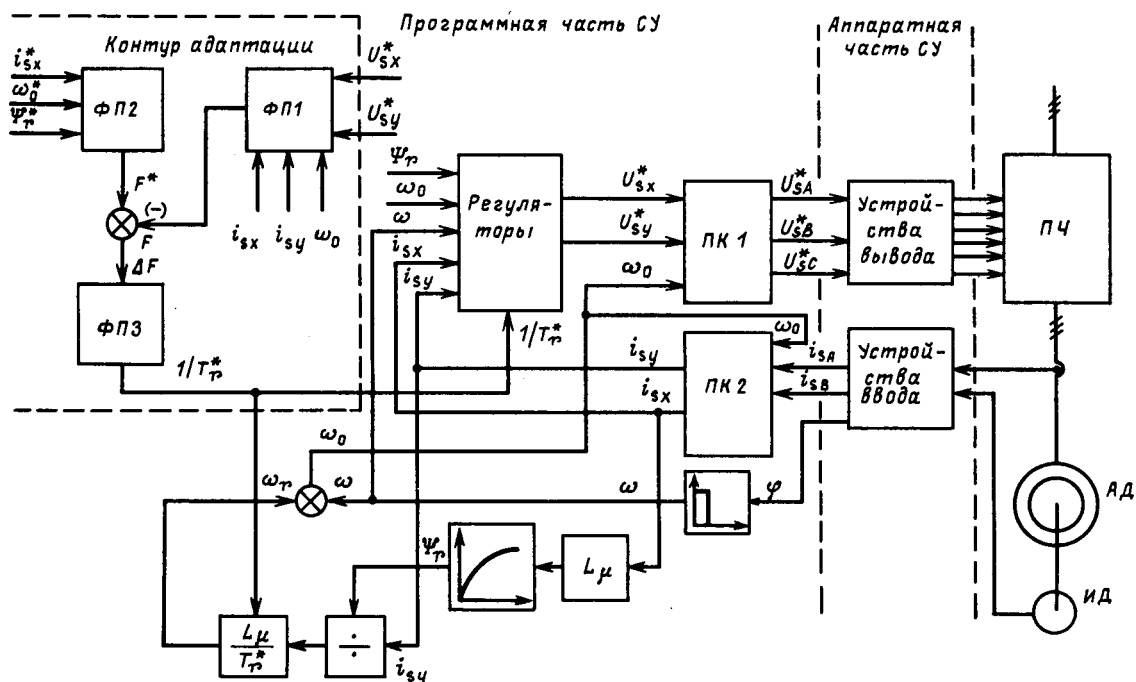


Рис. 5. Структурная схема адаптивной системы регулирования

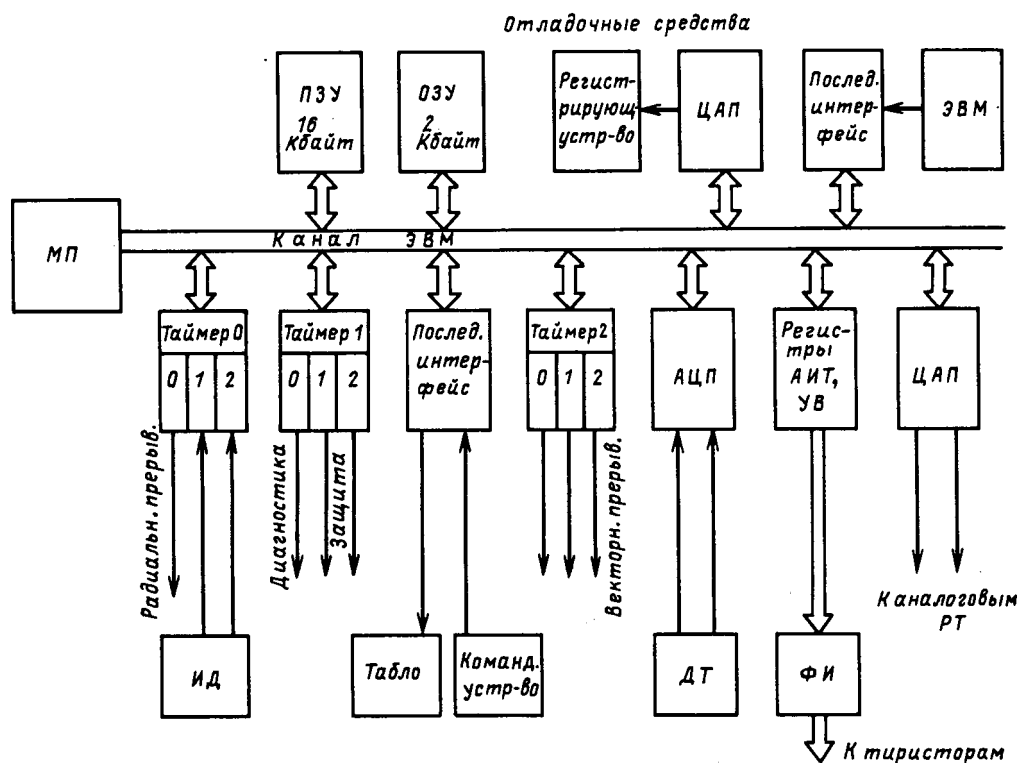


Рис. 6. Аппаратный состав микроконтроллера

ма адаптации, программа обработки и вывода текущей информации, программа оперативной фоновой диагностики.

Рабочая программа реализует алгоритмы

управления, присущие конкретной структуре регулирования. Она выполняется по радиальному прерыванию от таймера с фиксированной периодичностью. Свободно от выполнения рабочей про-

граммы время отводится фоновой программе, которая имеет низший приоритет. Такая организация программного обеспечения позволяет наиболее полно использовать временные ресурсы МП. Кроме радиального используются несколько векторных прерываний, по которым обслуживаются процедуры ввода — вывода управляющих сигналов, защиты и частично диагностики.

Программное обеспечение имеет модульную структуру, что позволяет легко модифицировать программы и переходить от одной структуры к другой. Следует отметить, что в зависимости от структуры изменяются только рабочая программа и частично программа инициализации.

На рис. 7—10 представлены некоторые осциллограммы, полученные в ходе экспериментального исследования различных структур управления. Рис. 7 относится к системе с транзисторным преобразователем (рис. 2) мощностью 2 кВт и иллюстрирует режим позиционирования. На рис. 8 представлен цикл «пуск — реверс — торможение» для электропривода по схеме рис. 1. Осциллограммы разгона (рис. 9) соответствуют тиристорному электроприводу с автономным инвертором тока мощностью 20 кВт (рис. 3). И, наконец, на

рис. 10 показана работа адаптивной системы. В систему регулирования умышленно вводится неправильное значение T_r^* , после чего в работу вступает контур адаптации. Осциллограмма рис. 10 иллюстрирует процесс адаптации при периодических реверсах двигателя. Ступенчатый характер кривой $1/T_r^*$ объясняется отключением контура адаптации при значениях ω_r , близких к нулю.

Приведенные осциллограммы подтверждают высокое качество регулирования во всех рассмотренных системах. Следует отметить, что представленные в статье системы регулирования не ограничивают возможную область применения разработанного микроконтроллера. На его базе без изменения аппаратной части возможна реализация асинхронных и синхронных электроприводов с преобразователем частоты с непосредственной связью, вентильных двигателей, машины двойного питания, каскадных систем, электроприводов по схеме «преобразователь напряжения — асинхронный двигатель», а также реверсивных электроприводов постоянного тока.

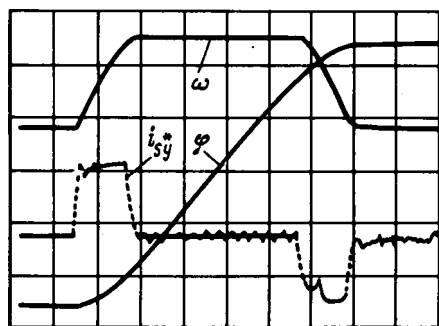


Рис. 7. Осциллограммы регулирования угла в асинхронном электроприводе с транзисторным преобразователем.

Масштабы переменных:

$m_\omega = 47,5$ 1/с/кл; $m_\varphi = 13$ рад/кл; $m_{i_{sy}} = 2,5$ А/кл; $m_i = 0,25$ с/кл

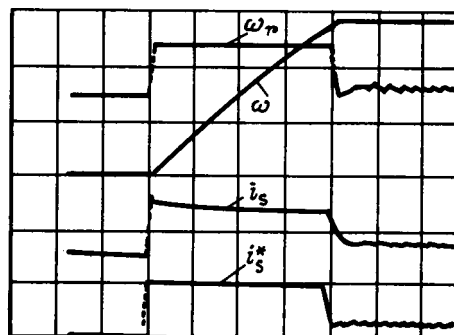


Рис. 9. Осциллограммы разгона асинхронного электропривода с автономным инвертором тока. Масштабы переменных:

$m_\omega = 52$ 1/с/кл; $m_{\omega_r} = 4,7$ 1/с/кл; $m_{i_s} = 50$ А/кл; $m_i = 0,25$ с/кл

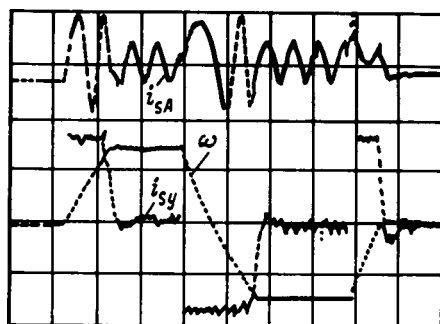


Рис. 8. Осциллограммы регулирования скорости в асинхронном электроприводе с тиристорным инвертором напряжения; масштабы переменных: $m_\omega = 17,5$ 1/с/кл; $m_{i_{sy}} = 2,2$ А/кл; $m_{i_{sa}} = 5,5$ А/кл; $m_i = 0,2$ с/кл

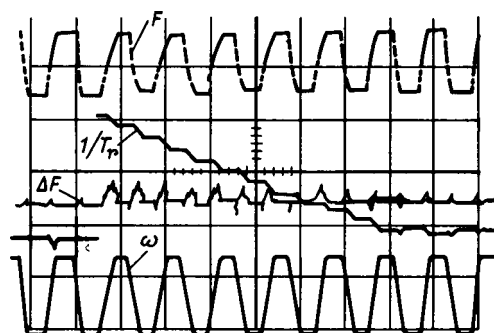


Рис. 10. Осциллограммы процессов адаптации при реверсах двигателя:

$m_\omega = 25$ 1/с/кл; $m_{\omega_r} = 18,4$ А/кл; $m_F = 80$ ВА/кл; $m_i = 1,3$ с/кл

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification function** / M. Koyama, M. Yano, I. Kamiyama, S. Yano — International Conference on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines. Turin, July 1986, pp. 564—569.

2. А. С. Сандлер, Ю. М. Гусяцкий, Н. Б. Затрубщиков. Вопросы динамики асинхронного электропривода с автономным инвертором тока. — Электричество, 1979, № 4.

3. **Garces L. J. Parameter adaptation for the speed controlled static AC drive with a squarrel cage induction motor.** — IEEE Trans. Ind. Appl., 1980, vol. IA-16, N 2, pp. 173—178.

[19.08.90]

УДК 621.313.13.001.57:537.228.1

Математическая модель нелинейных явлений в пьезоэлектрических двигателях и датчиках

НИКОЛЬСКИЙ А. А.

Московский энергетический институт

Известные линейные динамические модели, полученные на основе совместного решения линейных уравнений прямого и обратного пьезоэффектов, описывают поведение пьезоэлектрических элементов (ПЭ) с разной степенью подробности в зависимости от представления объекта с сосредоточенными или распределенными параметрами [1—3].

Ниже предложены динамические модели ПЭ, позволяющие учитывать как одновременное действие прямого и обратного пьезоэффектов, так и ярко выраженные гистерезисные свойства. Исследования таких моделей показали, что как конструктивные особенности ПЭ, так и его представление в виде объекта с сосредоточенными или распределенными параметрами влияют только на ту часть модели, которая не связана с описанием главной нелинейности — сегнетоэлектрического гистерезиса. Поэтому все дальнейшие выводы проведены на примере наиболее простой модели ПЭ с сосредоточенными параметрами, выполненного в виде одиночной тонкой пластины поперечного сечения A , закрепленной одной стороной на неподвижном основании и изменяющей под действием электрического поля E (приложенного согласно с направлением вектора поляризации P) свой первоначальный размер l в направлении действия поля на величину Δ , перемещая при этом исполнительный орган массой m_x .

Рассмотрим вначале известную линейную модель этого объекта [3]. Воспользуемся для описания пьезоэффектов уравнениями [4] в операторской форме:

$$D(p) = -d_n \sigma(p) + \epsilon E(p); \quad (1)$$

$$\Delta(p)/l = -S \sigma(p) + d_n E(p), \quad (2)$$

где $p = d/dt = j\omega$ — оператор Лапласа, s^{-1} ; ω — круговая частота, s^{-1} ; $D(p)$ — электрическое сме-

щение вдоль направления действия поля, Н/(м·В); d_n — пьезомодуль, Кл/Н; $\sigma(p)$ — механическое напряжение в образце, Н/м²; ϵ — абсолютная диэлектрическая проницаемость механически свободного образца, Ф/м; S — упругая податливость ПЭ при $E=0$, м²/Н.

Умножив все члены уравнения обратного пьезоэффекта (2) на A/S , получим

$$K_y^E \Delta(p) = K_o E(p) - A \sigma(p), \quad (3)$$

где $K_y^E \Delta(p) = F_y(p)$ — усилие упругой деформации ПЭ, Н; $K_o E(p) = F_e(p)$ — усилие, вызванное действием приложенного электрического поля, Н; $-A \sigma(p) = F_c(p) + F_{дин}(p) + F_d(p)$ — сумма сил, действующих на исполнительный орган (ИО): F_c — усилие статического нагружения; $F_{дин} = -m_x p^2 \Delta(p)$ — динамическое усилие, пропорциональное ускорению ИО; $F_d = -K_d p \Delta(p)$ — демпфирующее усилие, пропорциональное скорости ИО, Н; $K_y = A/(lS)$ — коэффициент упругости ПЭ, Н/м; $K_o = K_n = K_y d_n$ — равные между собой коэффициенты обратного и прямого пьезоэффектов, Н/В; K_d — коэффициент демпфирования, кг/с; $V(p) = p \Delta(p)$ — скорость ИО, м/с; $U(p) = E(p)l$ — электрическое напряжение, приложенное к электродам ПЭ, В.

Выражение для тока смещения в ПЭ [4]:

$$I_{см}(p) = p A D(p). \quad (4)$$

Вводя $\sigma(p)$ из (2) в (1) и подставляя полученное выражение в (4), найдем

$$I_{см}(p) = C_o p U(p) + K_n V(p), \quad (5)$$

где $C_o = \epsilon A (1 - K_{эм}^2) / l$ — емкость ПЭ, Ф; $K_{эм}^2 = d_n^2 / (\epsilon S)$ — коэффициент электромеханической связи материала ПЭ.

Если ПЭ включать последовательно с источником управляемой э. д. с. e_n в цепь с комплексным сопротивлением $Z_{вт}(p)$, то выражение для

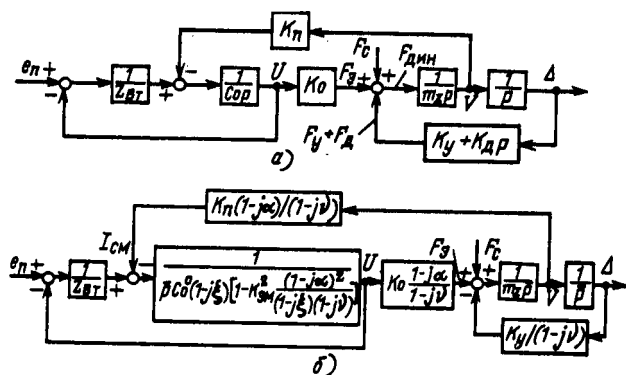


Рис. 1. Модели ПЭ с учетом прямого и обратного пьезоэффектов: а — линейная модель ПЭ; б — модель с комплексным представлением механических, диэлектрических и пьезоэлектрических констант

тока смещения может быть также записано как

$$I_{cm}(p) = [e_n(p) - U(p)] / Z_{at}(p). \quad (6)$$

По выражениям (3), (5), (6) построена модель ПЭ (рис. 1, а) при управлении от источника э. д. с. Переход от линейной модели рис. 1, а к нелинейной обычно связывается с введением в нее констант упругости, диэлектрической проницаемости и пьезомодуля в комплексной форме [2, 4, 5]:

$$\left. \begin{aligned} \bar{S} &= S(1 - j\nu) = S(1 - \bar{p}\nu/\omega); \\ \bar{d}_n &= d_n(1 - j\alpha) = d_n(1 - \bar{p}\alpha/\omega); \\ \bar{\epsilon} &= \epsilon(1 - j\xi) = \epsilon(1 - \bar{p}\xi/\omega). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Вводя (7) в структуру рис. 1, а, получим новую схему (рис. 1, б) с комплексными коэффициентами упругости $\bar{K}_y^E = K_y^E / (1 - j\nu)$, пьезоэффектов $\bar{K}_0 = \bar{K}_p = K_0 \frac{1 - j\alpha}{1 - j\nu}$, электромеханической связи $\bar{K}_{sm}^* = K_{sm}^* (1 - j\alpha)^2 / [(1 - j\nu)(1 - j\xi)]$ и с комплексной емкостью $\bar{C}_0 = \epsilon A (1 - \bar{K}_{sm}^*) (1 - j\xi) / l$.

Частотная зависимость коэффициентов при операторе p делает выражения вида (7) и структуру вида рис. 1, б имеющими смысл только при гармоническом характере изменения координат рассматриваемого объекта. Поэтому здесь и ниже подобные операторные формы $\bar{p} = j\omega$ применяются в качестве удобной формы записи амплитудно-фазочастотных (АФЧ) соотношений между гармоническими сигналами в системе. Тем не менее, подобное описание при исследовании процессов в модели позволяет в полной мере использовать весь арсенал частотных методов, структурных схем и их преобразований, методов преобразований передаточных отношений и т. п. Переход к исследованию процессов во временной области здесь также возможен при использовании формулы Меллина и других способов пре-

образования частотных характеристик во временные.

Параметры ν , α и ξ в (7) согласно известным представлениям отождествляются с тангенсами углов механических, пьезоэлектрических и диэлектрических потерь [5]. Модель, отвечающая (7) и представленная на рис. 1, б, на первый взгляд предоставляет богатые возможности для описания нелинейных явлений в ПЭ, поскольку она вводит в рассмотрение целых три параметрических гистерезиса — механический, диэлектрический и пьезоэлектрический.

Широко известно явление макrogистерезиса — зависимости деформации пьезоэлектрических элементов от управляющего напряжения $\Delta(U)$, с шириной петли, достигающей для сегнетоэлектрических материалов 30 % и более от ее амплитуды. Параметры ν , α и ξ , определенные по справочным и экспериментальным данным, не превышают единиц процентов. Ни взятые в отдельности, ни в любом сочетании между собой указанные параметры не подходят для количественного описания макrogистерезиса сегнетоэлектриков.

При попытках моделирования ПЭ с учетом одновременного действия прямого и обратного пьезоэффектов введение в уточненные модели нелинейностей, описывающих макrogистерезис, приводит к противоречиям, суть которых можно пояснить с использованием структурной схемы рис. 1, б. Для того чтобы эта схема могла описывать макrogистерезис зависимости $\Delta(U)$, необходимо потребовать, чтобы параметр α был по величине достаточно большим, например $\alpha = 0.3$. При использовании для управления ПЭ регулируемого источника напряжения ($Z_{at} = 0$) такая модель в самом деле будет отражать гистерезисные свойства реального пьезодвигателя. При возбуждении ПЭ гармонически изменяющимся напряжением $U(t)$ на частоте, существенно меньшей частоты первого механического резонанса, имеем

$$\Delta(j\omega) / U(j\omega) = \frac{K_0}{K_y^E} (1 - j\alpha), \quad (8)$$

что отвечает углу сдвига фаз между U и Δ , равному $\varphi = \arctg(-\alpha)$.

Модель, выполненная с учетом прямого и обратного пьезоэффектов, претендует на то, чтобы описывать с одинаковой степенью соответствия реальности как процессы при использовании ПЭ в режиме пьезодвигателя, так и в режиме пьезодатчика, причем в сочетании с различными усилителями и преобразователями: при управлении пьезодвигателя от источника напряжения, э. д. с., от источника тока или источника заряда, а также при использовании в комплексе с пьезодатчиком усилителей заряда или усилителей напряжения. К сожалению, модель рис. 1, б в сочетании с (7) не описывает совокупность всех явлений,

наблюдаемых в действительности. Так, согласно этой модели при квазистатическом возбуждении пьезодатчика внешней гармонически изменяющейся силой F_c , связь между возбуждающей силой $F_c(p)$ и напряжением на электродах $U(p)$ в режиме холостого хода ($Z_{вт} = \infty$) оказывается существенно нелинейной:

$$U(j\omega)/F_c(j\omega) = -\frac{K_0}{K_Y^E} (1 - j\alpha) / [C_0^0(1 - j\xi)], \quad (9)$$

где $C_0^0 = vA/l$.

Нелинейна согласно этой же модели и связь между зарядом $q(p) = I_{см}(p)/p$, протекающим через короткозамкнутый пьезодатчик ($Z_{вт} = 0$), причем характер нелинейности в этом случае иной, нежели в (9):

$$q(j\omega)/F_c(j\omega) = -\frac{K_n}{K_Y^E} (1 - j\alpha). \quad (10)$$

Известно, однако, что прямой пьезоэффект в сегнетоэлектриках линеен, или во всяком случае, близок к линейному [6]. Известно также, что результаты измерений выходных сигналов с пьезодатчика не зависят от того, применяется ли в комплекте с датчиком усилитель заряда или усилитель напряжения [7].

Результаты экспериментального сравнения линейного прямого и нелинейного обратного пьезоэффектов для одного и того же ПЭ из керамики ЦТС-19 приведены на рис. 2. Из экспериментальных кривых видно, что зависимости выходного сигнала измерительных усилителей заряда $q(\Delta)$ и напряжения $U(\Delta)$ совершенно идентичны друг другу и близки к линейным. Малая нелинейность этих зависимостей уверенно идентифицируется как петля отрицательного гистерезиса, связанная с гистерезисом механической податливости $S(1 - j\nu)$: $q(p) = K_x \Delta(p) / (1 - j\nu)$; $U(p) = -K \Delta(p) / (1 - j\nu)$. Таким образом, эксперименты не позволили выявить даже слабую нелинейность зависимостей $U(F_c)$ и $q(F_c)$, характеризующих явление прямого пьезоэффекта:

$$\frac{U(p)}{F_c(p)} = \frac{U(\bar{p})}{\Delta(\bar{p})} \frac{\Delta(\bar{p})}{F_c(\bar{p})} = \frac{U(\bar{p})}{\Delta(\bar{p})} \frac{1 - j\nu}{K_Y^D} = -\frac{K}{K_Y^D}; \quad (11)$$

$$\frac{q(p)}{F_c(p)} = \frac{q(\bar{p})}{\Delta(\bar{p})} \frac{\Delta(\bar{p})}{F_c(\bar{p})} = \frac{q(\bar{p})}{\Delta(\bar{p})} \frac{1 - j\nu}{K_Y^E} = -\frac{K_x}{K_Y^E}. \quad (12)$$

Имеются и другие экспериментальные факты, противоречащие модели рис. 1, б с комплексным представлением констант (7). Так, С. V. Newcomb и I. Flinn установили, что зависимость деформации пьезодвигателя от заряда (или от интеграла от тока смещения), протекающего через двигатель под действием внешней э. д. с., близка к линейной [8]. Н. Kaizuka и В. Siu на основе этого экспериментально установленного факта предложили простой метод линеаризации пьезо-

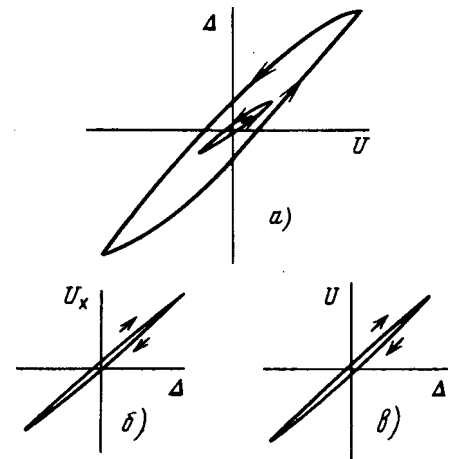


Рис. 2. Экспериментальные характеристики обратного и прямого пьезоэффектов: а — зависимость деформации Δ пьезодвигателя от управляющего напряжения U ; б — зависимость выходного сигнала усилителя заряда $U_x \equiv q$ от деформации Δ пьезодатчика; в — зависимость выходного сигнала усилителя напряжения — U от деформации Δ пьезодатчика

двигателя, управляемого от источника напряжения, за счет последовательного включения с двигателем малой электрической емкости [9]. Попытаемся еще раз воспользоваться схемой рис. 1, б, вводя в нее комплексные параметры α и ξ , связанные друг с другом таким образом, чтобы описанные в [8, 9] явления линеаризации могли наблюдаться в этой модели. Линейная зависимость деформации ПЭ от интеграла тока смещения $I_{см}(p)/p$ в модели рис. 1, б обеспечивается, если выполняется равенство $\alpha = \xi$ на всех частотах. Выражение, отвечающее данному случаю,

$$\Delta(j\omega)/q(j\omega) = K_0 / (K_Y^E C_0^0) \quad (13)$$

описывает линейный объект и полностью соответствует результатам работ [8, 9]. Зависимость между напряжением на разомкнутых электродах U и усилием F_c при $\alpha = \xi$ и квазистатическом механическом возбуждении ПЭ согласно (9) также линейна:

$$U(j\omega)/F_c(j\omega) = -K_n / (K_Y^E C_0^0). \quad (14)$$

Однако для схемы с измерительным усилителем заряда модель рис. 1, б и в этом случае предсказывает существенно нелинейную зависимость между зарядом q и возбуждающей силой F_c (10), не наблюдаемую в действительности.

Таким образом, простое введение комплексных констант в модель, полученную на основе совместного решения уравнений прямого и обратного пьезоэффектов в известной форме, не позволяет получить адекватное описание пьезоэлемента с учетом его сегнетогистерезиса.

Полученные ниже нелинейные модели ПЭ ос-

нованы на данной в [6] трактовке существенно нелинейных явлений в сегнетоэлектриках и поликристаллических твердых растворах, обладающих доменной структурой.

Согласно [6] сегнетогистерезис является макроскопическим следствием процессов переориентации доменов, причем возможны два типа переориентации. При первом типе переориентации «поворот» доменов равен 180° и происходит с поглощением энергии внешнего поля, но не сопровождается изменением геометрических размеров образца. При втором типе переориентации домен «поворачивается» на угол, отличный от 180° , что вследствие неидентичности размеров доменов по различным кристаллографическим осям сопровождается деформацией образца. При чисто механическом нагружении реализуются только повороты второго типа. Под действием внешнего электрического поля имеют место как повороты второго типа с изменением размеров образца, так и повороты первого типа, не приводящие к возникновению деформации.

Для описания различных процессов при механическом и электрическом возбуждении ПЭ введем представления о суперпозиции двух типов электрического смещения:

1. Смещения D_n , создаваемого зарядами, перемещающимися в объеме пьезоэлемента как под действием механического напряжения σ , так и под действием электрического поля E_n , вызываемого этим смещением. Этот процесс связан только со вторым типом переориентации доменов и статистически описывается линейным уравнением прямого пьезоэффекта [4]:

$$D_n(\bar{p}) = -\sigma(\bar{p})d_n + E_n(\bar{p})\epsilon. \quad (15)$$

2. Смещения D_o , возникающего под действием поля E_o , создаваемого зарядами, перетекающими на электроды ПЭ от внешнего источника электрической энергии. Процессы перезаряда ПЭ от внешнего источника сопровождаются переориентацией доменов по смешанному типу. Частично энергия внешнего поля расходуется на переориентацию первого типа, идущую без деформации, вследствие чего электрическое смещение при гармоническом возбуждении ПЭ на частоте ω отстает по фазе от инициирующего его внешнего поля E_o . Такое отставание отвечает гистерезисной связи между $D_o(\bar{p})$ и $E_o(\bar{p})$ и в первом приближении описывается комплексным уравнением

$$D_o(\bar{p}) = E_o(\bar{p})\epsilon(1 - j\mu). \quad (16)$$

Суперпозиция полей (15) и (16) позволяет записать уравнение прямого пьезоэффекта в виде

$$D(\bar{p}) = D_n(\bar{p}) + D_o(\bar{p}) = -\sigma(\bar{p})d_n + E_n(\bar{p})\epsilon + E_o(\bar{p})\epsilon(1 - j\mu). \quad (17)$$

Вводя в рассмотрение аналогичную суперпозицию деформаций ПЭ, можно получить урав-

нение обратного пьезоэффекта в виде

$$\Delta(\bar{p})/l = \Delta_n(\bar{p})/l + \Delta_o(\bar{p})/l = -\sigma(\bar{p})S + E_n(\bar{p})d_n + E_o(\bar{p})d_n(1 - j\mu). \quad (18)$$

Зависимости (17) и (18) конформны с точностью до констант S , d_n и ϵ . Равенство констант μ в этих выражениях отражает полное подобие процессов механического смещения элементарных объемов пьезосреды и процессов электрического смещения зарядов, связанных с указанными перемещающимися объемами.

Суперпозиция механических деформаций Δ_n и Δ_o предполагает также суперпозицию усилий $F_s = F_{s,n} + F_{s,o}$, порождаемых управляющим полем $E = E_n + E_o$ (или напряжением $U = U_n + U_o$), а суперпозиция электрических смещений D_n и D_o отвечает суперпозиции токов смещения $I_{cm} = I_{cm,n} + I_{cm,o}$. Во всех приведенных обозначениях индексы «n» и «o» отвечают прямому и обратному пьезоэффектам.

Аналогично тому, как это было сделано выше при выводе линейной модели, запишем уравнение баланса сил, домножив все члены уравнения обратного пьезоэффекта (18) на A/S :

$$\Delta(\bar{p}) \frac{A}{lS} = -\sigma(\bar{p})A + E_n(\bar{p}) \frac{d_n A}{S} + E_o(\bar{p}) \frac{d_n A}{S} (1 - j\mu). \quad (19)$$

Здесь в левой части записано усилие упругой деформации, первый член в правой части определяет комплекс внешних сил, действующих на ПЭ: $\sigma A = F_c + F_{дин} + F_d$, второй член в правой части описывает усилия, действующие на ПЭ в результате появления электрического поля прямого пьезоэффекта, а третий член в правой части — усилия, вызываемые полем зарядов, перетекающих на электроды ПЭ через посредство внешних электрических цепей.

Подставив σ из (19) в (17) и умножив все члены полученного выражения на pA , получим

$$I_{cm}(\bar{p}) = \bar{p}AD(\bar{p}) = I_{cm,n}(\bar{p}) + I_{cm,o}(\bar{p}) = \bar{p}U_n(\bar{p})C_o + \bar{p}U_o(\bar{p})C_o(1 - j\mu) + V(\bar{p})K_n. \quad (20)$$

Но, с другой стороны, из (16) следует

$$I_{cm,o}(\bar{p}) = \bar{p}AD_o(\bar{p}) = \bar{p}U_o(\bar{p})C_o^0(1 - j\mu), \quad (21)$$

где $C_o^0 = \epsilon A/l$.

Подставляя (21) в (20), получаем

$$I_{cm}(\bar{p}) = \bar{p}U_n(\bar{p})C_o^0(1 - K_{зм}^2) - I_{cm,o}(\bar{p})K_{зм}^2 + V(\bar{p})K_n \quad (22)$$

или

$$U(\bar{p}) = \frac{I_{cm,n}(\bar{p}) + I_{cm,o}(\bar{p})K_{зм}^2 - V(\bar{p})K_n}{\bar{p}C_o^0(1 - K_{зм}^2)}. \quad (23)$$

При питании ПЭ от источника э. д. с. e_n здесь справедливо также уравнение (6).

По уравнениям (6), (23), (21), (19) и выражениям для демпфирующего и динамического

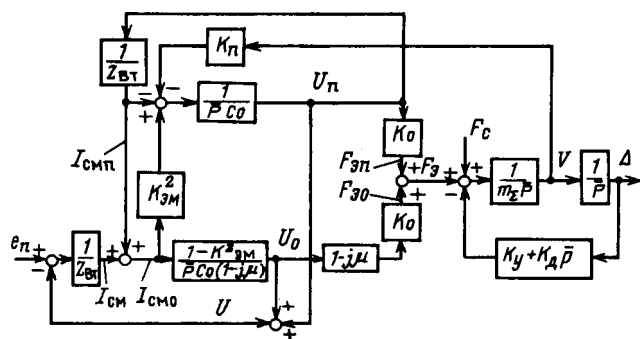


Рис. 3. Нелинейная модель ПЭ с учетом прямого, обратного пьезоэффектов и сегнетогистерезиса

усилий из (3) составлена структурная схема ПЭ, описывающая его поведение с учетом одновременного действия прямого и обратного пьезоэффекта и сегнетогистерезиса (рис. 3).

При $\mu=0$ структурная схема рис. 3 точно сводится к схеме, полученной на основе совместного решения уравнений линейных пьезоэффектов рис. 1, а. Модель рис. 3 описывает ПЭ в полном соответствии с наблюдаемыми явлениями. Зависимость $\Delta(e_n)$ имеет гистерезисный характер (при $\omega \rightarrow 0$):

$$\Delta(j\omega)/e_n(j\omega) = K_o(1 - j\mu)/K_y^E. \quad (24)$$

Зависимость усилий, порождаемых электрическим полем, от интеграла тока смещения линейна:

$$F_z(\bar{p}) = I_{cm}(\bar{p})K_o/(C_o\bar{p}) - V(\bar{p})K_{zm}^2K_y^E/[\bar{p}(1 - K_{zm}^2)]. \quad (25)$$

Прямой пьезоэффект линеен, как при включении ПЭ в режиме датчика с усилителем заряда (при $\omega \rightarrow 0$):

$$q(\bar{p})/F_c(\bar{p}) = -K_n/K_y^E, \quad (26)$$

так и с усилителем напряжения U на электродах датчика

$$U(\bar{p})/F_c(\bar{p}) = -K_o/(K_y^E C_o). \quad (27)$$

Полученная модель позволяет с теоретических позиций объяснить и количественно описать явление уменьшения гистерезиса пьезодвигателя при его питания от источника э. д. с. через последовательно включенную емкость [9]. Вводя комплексное сопротивление последовательной емкости C_n , равное $Z_{вт}(p) = 1/(\bar{p}C_n)$, в модель рис. 3, для квазистатического режима ($\omega \rightarrow 0$) вместо (24) получаем

$$\frac{\Delta(\bar{p})}{e_n(\bar{p})} = \frac{K_o}{K_y^E} \frac{(1 - j\mu)}{[1 - K_{zm}^2 + C_o(1 - j\mu)/C_n]} \frac{(1 - K_{zm}^2 + C_o/C_n)}{(1 + C_o/C_n)}. \quad (28)$$

Комплексный член $1 - j\mu$ входит не только в числитель, но и в знаменатель (28), что свидетельствует об уменьшении гистерезиса зависимости $\Delta(e_n)$ в данном случае по сравнению с (24).

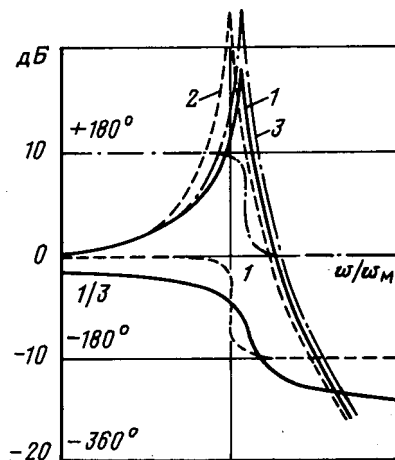


Рис. 4. ЛАЧХ и ФЧХ ПЭ: в режиме пьезодвигателя при питании от источника напряжения (кривые 1); в режиме пьезодатчика с усилителем заряда (кривые 2); в режиме пьезодатчика с усилителем напряжения (кривые 3)

Особенно нагляден эффект линейризации при $C_o/C_n \gg 1 > K_{zm}^2$, когда вместо последнего выражения можно записать практически линейное соотношение

$$\Delta(\bar{p})/e_n(\bar{p}) \approx K_o C_n / (K_y^E C_o), \quad (29)$$

совпадающее с эмпирическим выражением, данным в [9].

В полученной модели кроме сегнетогистерезиса могут быть учтены также механические, диэлектрические и пьезоэлектрические потери путем введения соответствующих комплексных констант (7). На рис. 4 приведены логарифмические амплитудно- и фазочастотные характеристики ПЭ в режиме пьезодвигателя $Lm |\Delta(\bar{p})/e_n(\bar{p})|$ и ПЭ в режимах датчика $Lm q(\bar{p})/F_c(\bar{p})$ и $Lm |U(\bar{p})/F_c(\bar{p})|$ (кривые 1—3 соответственно), рассчитанные на основании модели рис. 3 с учетом всех четырех видов гистерезиса при $\mu=0,2$; $\nu=0,03$; $\alpha=0,02$; $\xi=0,01$. Наиболее характерными деталями приведенных частотных характеристик являются: в режиме двигателя — заметный фазовый сдвиг в квазистатическом режиме (около -13°), а также сдвиг по фазе, заметно превышающий -180° в зарезонансной области. В режиме датчика заметен сдвиг резонанса в область более высоких частот при использовании усилителя напряжения и малый сдвиг по фазе в квазистатическом режиме, что полностью отвечает реально наблюдаемым явлениям.

Более подробный анализ позволяет утверждать, что все особенности, связанные с сегнетогистерезисом, не затрагивают механической части структурной схемы и целиком сосредоточены в той ее части, которая описывает формирование управляющего поля и усилия F_z . Поэтому полученные модельные представления легко рас-

пространяются и на случай стержневых ПЭ с распределенными параметрами, на случай составных стержневых ПЭ из большого числа параллельно включенных и последовательно соединенных пьезошайб и даже на случай биморфных ПЭ. Во всех рассмотренных случаях часть схемы, описывающая формирование управляющего поля, оказывается структурно одинаковой и различается только на параметрическом уровне.

Выводы. 1. Показано, что известные модели потерь в ПЭ с комплексным представлением диэлектрических и пьезоэлектрических констант не позволяют получить адекватное описание ПЭ с учетом наиболее ярко выраженной его нелинейности — сегнетогистерезиса зависимости $\Delta(U)$.

2. Введены представления о суперпозиции линейной и нелинейной составляющих прямого и обратного пьезоэффектов. Получены новые уравнения нелинейных пьезоэффектов в комплексной форме, связывающие между собой электрические и механические координаты ПЭ при гармонических воздействиях с учетом сегнетогистерезиса.

3. Предложены нелинейные модели в виде структурных схем, описывающие ПЭ различных конструкций с учетом сегнетогистерезиса и пря-

мого пьезоэффекта. Адекватность новых моделей реально наблюдаемым явлениям подтверждена экспериментально.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Харкевич А. А. Теория преобразователей.— М.: Госэнергоиздат, 1948.
2. Джагупов Р. К., Ерофеев А. А. Пьезокерамические элементы в приборостроении и автоматике.— Л.: Машиностроение, 1986.
3. Никольский А. А. Точные двухканальные следящие электроприводы с пьезокомпенсаторами.— М.: Энергоатомиздат, 1988.
4. Ленк А. Электромеханические системы: Системы с распределенными параметрами.— М.: Энергоиздат, 1982.
5. Межерицкий А. В. Потери энергии в пьезокерамике при электрическом возбуждении.— Электричество, 1984, № 10.
6. Физическая акустика / Под ред. У. Мэзона.— М.: Мир, 1978.
7. Пьезоэлектрические акселерометры и преусилители. Справочник по теории и эксплуатации.— Брюль и Кьер.— Нерум: Дания, 1978.
8. Newcomb C. V., Flinn I. Improving the linearity of piezoelectric actuators.— Electronics Letters, 1982, vol. 18, pp. 442—444.
9. Kaizuka H., Siu B. A simple way to reduce hysteresis and creep when using piezoelectric actuators.— Jap. J. of Appl. Phys., 1988, vol. 27, N 5, pp. 773—777.

[25.06.90]

УДК 621.331:62-83

Аналитический расчет электромагнитных процессов в тяговом приводе переменного тока

АНДЕРС В. И., доктор техн. наук,
ГРАПОНОВ В. Г., канд. техн. наук, ЛОПАТИН В. А., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Расчет электромагнитных процессов в электро-механических системах — актуальная проблема современной электротехники. В статье рассматривается метод, предназначенный для анализа электромагнитных процессов в системе «тяговая асинхронная машина — вентильный преобразователь» в установившемся режиме. Вентильный преобразователь частоты включает в себя выпрямитель и автономный инвертор напряжения (АИН). Алгоритм переключения вентилей АИН — простой, однократный.

В промышленности широко распространены преобразовательные установки, у которых в установившемся режиме работы при статической активно-индуктивной нагрузке длительность отпирающего сигнала (Q_T) для тиристоров АИН находится в диапазоне $2\pi/3 Q_T \leq \pi$. В дальнейшем будем рассматривать режим работы АМ и АИН при

$Q_T = 5/6\pi$ и при $Q_T = \pi$, поскольку при этих углах режим управления рассматриваемого асинхронного тягового электропривода (АТП) выгодно отличается от других по ряду показателей [1].

В настоящее время существует много различных методик расчета электромагнитных процессов, позволяющих с различной степенью точности определять мгновенные значения периодически меняющихся параметров электропривода. Однако, как правило, все они основаны на решении системы дифференциальных уравнений, что вызывает необходимость использовать ЭВМ. В ряде случаев бывает необходимо определить мгновенные значения текущих параметров электропривода более простым, аналитическим методом. Поэтому к задачам метода можно отнести следующие: для ориентировочного расчета без использования ЭВМ электромагнитных процессов и предварительной оцен-

ки параметров электрооборудования; для многовариантного расчета тех же параметров с помощью ЭВМ при одновременной экономии машинного времени. Предлагаемый метод расчета основан на теоретических посылах, изложенных в [2, 3].

Работу электрической машины можно описать тремя системами уравнений: электрического равновесия, механического равновесия и уравнениями связи электрических и механических параметров АМ.

Связь электрических и механических параметров АМ можно выразить через электромагнитный момент, который определяется через электромагнитную энергию или мощность и частоту вращения

$$M_{эм} = P_{эм} / \omega_2, \quad (1)$$

где

$$P_{эм} = \sum e_\phi \times i_\phi. \quad (2)$$

Таким образом, электромагнитный момент асинхронной машины (АМ) определяется по формуле

$$M_{эм} = \frac{\sum e_\phi \times i_\phi}{\omega_2}, \quad (3)$$

где i_ϕ — мгновенное значение тока фазы АМ; e_ϕ — мгновенное значение э. д. с. фазы АМ; ω_2 — частота вращения ротора.

Механическое равновесие системы описывается уравнением движения тягового электропривода

$$M_{эм} - M_c = J \times d\omega_2 / dt, \quad (4)$$

где M_c — момент сопротивления движению, приведенный к валу АМ; J — момент инерции системы, приведенный к валу АМ.

При составлении системы уравнений электрического равновесия мгновенные значения основных э. д. с. фаз А, В и С статора АМ могут быть представлены в следующем виде [2, 3]:

$$e_A = k_w \omega_1 f_1 \Phi_m \sin(\omega t \mp \theta - 2\pi/3) = E_m \sin(\omega t \mp \theta - 2\pi/3); \quad (5)$$

$$e_B = E_m \sin(\omega t \mp \theta); \quad (6)$$

$$e_C = E_m \sin(\omega t \mp \theta + 2\pi/3), \quad (7)$$

где k_w — обмоточный коэффициент; ω_1 — число витков фазы обмотки статора; ω — угловая частота; θ — угол между э. д. с. и первой гармоникой напряжения фазы (минус перед θ относится к тяговому режиму, а плюс — к тормозному); E_m — амплитуда фазной э. д. с.

Мгновенные значения токов и напряжений для каждой фазы АМ определяются из формулы

$$U_\phi = e_\phi - L_1 \frac{di_\phi}{dt} - i_\phi r_1, \quad (8)$$

где U_ϕ — мгновенное значение напряжения фазы

АМ; L_1 — индуктивность фазы статора АМ; r_1 — активное сопротивление фазы статора АМ.

Очевидно, что при известных функциональных зависимостях $U_\phi(t)$ и $e_\phi(t)$ может быть определена зависимость $i_\phi(t)$. Если принять, что емкость конденсатора фильтра АИН имеет бесконечно большое значение (напряжение в звене постоянного тока U_d полностью сглажено), то справедливо допустить постоянство значения напряжения в фазах двигателя на межкоммутационных интервалах. Для автономных инверторов напряжения такого рода допущения следует считать приемлемым для цепей расчета тока фазы, поскольку в этом случае нет необходимости оценивать пульсации напряжения фазы, которые будут сильно сглаженными. Таким образом, появляется возможность задавать в зависимости от закона управления инвертором форму напряжения фазы АМ. Обычно это делается с помощью коммутационных функций, обеспечивающих законы ШИР, ШИМ и ЧИР для любого АИН. Для простоты изложения и понимания сущности метода рассмотрим 180° -й закон управления тиристорами АИН ($Q_r = \pi$). В этом случае решение рассматриваемого уравнения может быть выражено (для фазы А) в виде двух составляющих i_{a1} и i_{a2} :

$$i_\phi = i_a = i_{a2} - i_{a1}; \quad (9)$$

$$i_{a1} = \frac{E_m}{\sqrt{r_1^2 + (\omega L_1)^2}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}(k-2) \mp \theta - Q\right); \quad (10)$$

$$i_{a2} = MA \frac{U_d}{3r_1} + (i_{a20} - MA \frac{U_d}{3r_1}) e^{-\omega t / \tau_g Q}, \quad (11)$$

где k — номер межкоммутационного интервала от 0 до 5 (полный период); MA — коммутационная функция инвертора для фазы А, определяющая на каждом межкоммутационном интервале значение напряжения для фазы А; i_{a20} — значение составляющей тока i_{a2} в момент коммутации; Q — угол сдвига между составляющей тока i_{a1} и э. д. с. фазы А e_a , равный значению $\arctg(\omega L_1 / r_1)$.

Ток фазы АМ рассматриваем как результат действия двух источников э. д. с. на общую нагрузку $r_1 - L_1$: синусоидальной э. д. с. $e_a = E_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}(k-2) + \theta)$ и постоянной на межкоммута-

ционном интервале $MA \frac{U_d}{3}$. При этом ток i_{a1} , создаваемый первой э. д. с., направлен встречно току i_{a2} , создаваемому второй э. д. с., а общий ток фазы может быть найден как алгебраическая разность этих токов. Если ток i_{a1} в установившемся режиме имеет строго синусоидальную форму, то ток i_{a2} есть результат действия ступенчатой формы фазного напряжения $U = MA \frac{U_d}{3}$.

Напряжение в звене постоянного напряжения U_d является результатом действия всех трех фаз

АМ, а точнее — действием их э. д. с. и создаваемых ими токов i_a , i_b , i_c . Ток любой фазы определяется прежде всего э. д. с. этой фазы, а кроме того — потенциальными условиями в звене постоянного тока, определяемыми алгоритмом работы АИН. Следовательно, появляется возможность проводить расчет токов АМ по схеме замещения одной из фаз АМ.

Как следует из изложенного, основные положения разрабатываемого метода расчета электромагнитных процессов требуют предварительного определения амплитуды э. д. с. АМ E_m , а также угла сдвига э. д. с. и первой гармоники фазного напряжения относительно друг друга θ . Оба этих параметра могут быть определены расчетом исходя из заданных электромеханических характеристик АТП и векторной диаграммы АМ. Такой подход позволяет связать воедино заданные тягово-энергетические показатели АТП с его электромагнитными процессами в системе АИН — АМ и определять условия для выбора его электрооборудования. Обычно заданными являются закон изменения напряжения от частоты АТП, а также предельная тяговая или тормозная характеристики, которые однозначно определяют режим работы привода. Таким образом, могут быть определены токи АМ, э. д. с., коэффициент мощности и другие параметры, а через них и искомый угол θ из равенства:

$$\theta = \arccos \frac{U_1^2 + E_2^2 - I_1^2 (\alpha^2 + r_1^2)}{2E_2U_1}, \quad (12)$$

где E_2 — действующее значение э. д. с. ротора АМ; I_1 — действующее значение тока фазы статора АМ; α — относительная частота.

Из-за несинусоидального характера кривых напряжения и тока при совместной работе АМ и АИН возможны отклонения в определении этого угла. Как показали расчеты и эксперименты, эти отклонения составляют доли градусов (эл.), а во всем диапазоне частот и нагрузок его значение колеблется в пределах от 5° до 25° эл. [2, 3].

Из векторных диаграмм асинхронного двигателя и асинхронного генератора следует, что в

тяговом режиме э. д. с. отстает, а при торможении опережает первую гармонику напряжения фазы АМ. Этот факт учитывается при расчетах изменением знака перед углом θ .

Существенным преимуществом предложенной методики является ее универсальность относительно режима расчета и используемых формул: по амплитуде э. д. с. и углу сдвига (с учетом знака э. д. с. и первой гармоники напряжения можно достаточно просто рассчитать мгновенные значения тока и электромагнитного момента АМ).

На рис. 1 приведены расчетные кривые тока для тягового и тормозного режимов АМ ДК-712А при $U_1 = 84$ В; $I = 114$ А, $\alpha = 0,714$.

Пунктирной линией обозначены кривые тока и э. д. с. фазы АМ для генераторного режима. Переход от двигательного к генераторному режиму работы АМ при расчете задавался соответствующим изменением знака перед θ в формуле (10). Анализ расчетных электромагнитных кривых показывает, что при одинаковых значениях напряжения, тока и частоты, двигательный режим характеризуется большим значением $\cos \varphi_1 > 0,55$, а тормозной — малым значением $\cos \varphi_1 \approx 0,55$. Согласно (1) в первом случае имеем так называемый I режим работы (в работе находятся два тиристора и диод — тяговый режим), а во втором — III режим (работают два тиристора и диод — тормозной режим).

Практический интерес имеет расчет кривых тока и электромагнитного момента во всем частотном диапазоне работы АТП. В качестве исходных данных используем параметры асинхронного тягового электродвигателя ЭД-900. Форма фазного напряжения определяется 150° -м управлением автономным инвертором.

Базовые расчетные точки, далее именуемые расчетными режимами, сведены в таблицу, в которой собраны входные для расчета электромагнитных процессов параметры (I_1 , U_1 , α , β , x_0), где x_0 — индуктивное сопротивление цепи намагничивания, β — скольжение АМ. В качестве промежуточных параметров в таблице приведены θ и E_m , а в качестве вспомогательных параметров — для характеристики расчетного режима — P_1 , f_1 , $\cos \varphi_1$ (P_1 — электромагнитная мощность АМ; f_1 — частота тока фазы статора).

Как следует из таблицы, анализу электромагнитных процессов подвергается частотный диапазон практически до двойной номинальной скорости движения АТП, включая пусковую зону и зону ограничения мощности. Безусловно, что особый интерес представляет зона пуска, по которой определяют требования к сцепным устройствам тягового привода.

В качестве примера на рис. 2 приведены результаты расчета пяти режимов работы тягового электропривода. Каждый из режимов соответствует определенной частоте f_1 на заданной тормозной электромагнитной регулирующей ха-

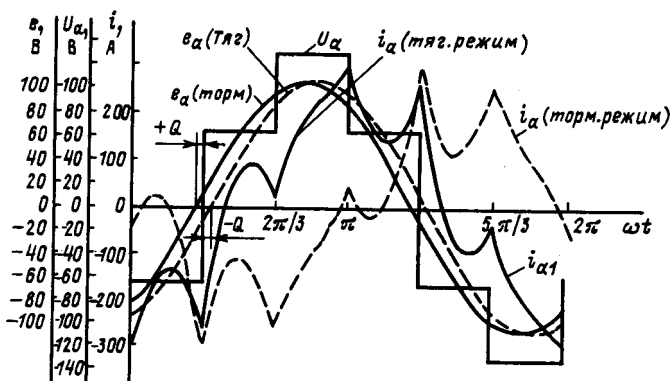


Рис. 1 Вологодская областная университетская

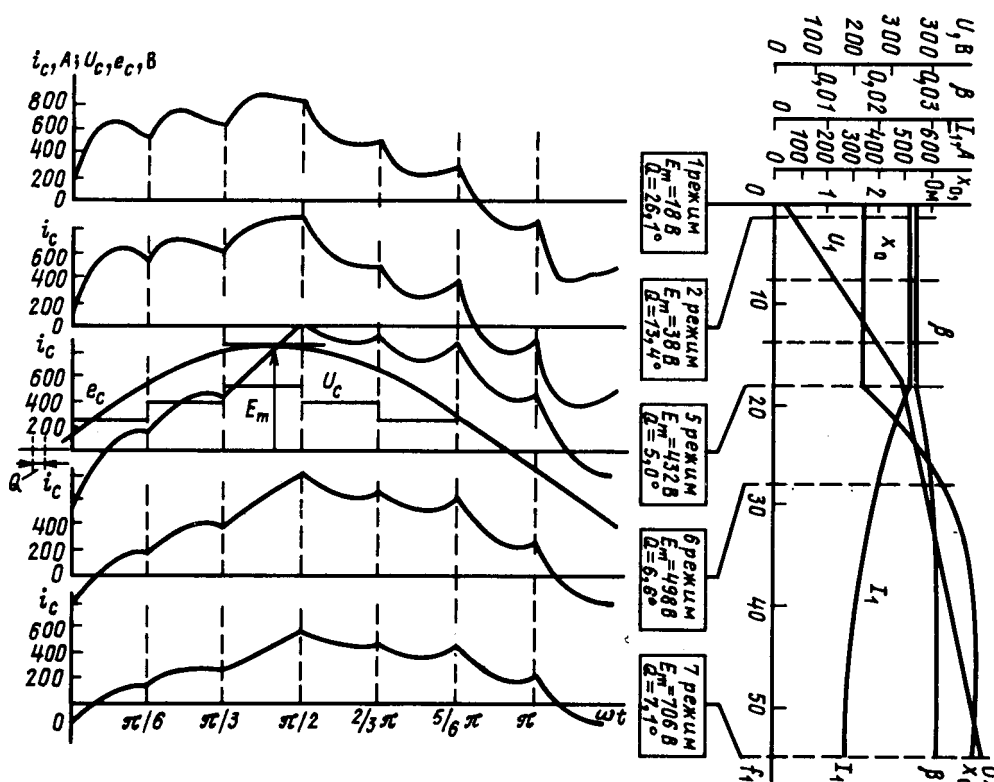
	Базовые (исходные) параметры					Расчетные (промежуточные) параметры				Вспомогательные параметры
	$I_1, \text{А}$	$U_1, \text{В}$	α	β	$x_0, \text{Ом}$	$\theta, \text{Град. эл.}$	$E, \text{В}$	$P_1, \text{кВт}$	$f_1, \text{Гц}$	$\cos \varphi_1$
1	530	28,8	0,0274	0,0274	1,751	26,1	18	43,3	0,765	0,945
2	530	44,2	0,0587	0,0274	1,751	13,4	38	62,4	1,646	0,8875
3	530	149,2	0,265	0,274	1,751	4,2	177	187,2	7,403	0,789
4	530	255	0,47	0,0274	1,751	4,7	316	312	13,16	0,769
5	530	343	0,64	0,0274	1,751	5,0	432	416	17,97	0,762
6	410	383	0,967	0,0321	3,33	6,6	498	416	27,1	0,889
7	290	533	1,94	0,033	3,98	7,1	706	416	54,4	0,897

рактической, построенной в соответствии с таблицей. Анализ электромагнитных процессов для каждого из режимов позволяет определить амплитуды и пульсации токов в цепях электропривода, правильно выбрать значение предкоммутационного тока. Для данной регулировочной характеристики, как видно из рис. 2, максимальное значение предкоммутационного тока следует выбирать из условия работы электропривода в 5-ом режиме ($E_m = 432 \text{ В}$, $f_1 = 18 \text{ Гц}$). Этот режим соответствует на регулировочной характеристике смене зон регулирования. Максимальная пульсация фазного тока, и, следовательно, искомое значение предкоммутационного тока, составит 1050 А.

Значение $\cos \varphi_1$ в таблице было определено по формулам частотного регулирования для асин-

хронной машины (1). Разложение расчетных кривых фазного тока в гармонический ряд показывает, что смещения первой гармоники тока фаз АМ относительно первой гармоники фазного напряжения практически полностью соответствует фазовому сдвигу тех же кривых, определенному по значению $\cos \varphi_1$ из таблицы. На подтверждение сказанных слов указывает и характер самой кривой фазного тока, сдвигающейся вправо относительно кривой фазного напряжения с ростом частоты вплоть до пятого режима и сдвигающейся влево при дальнейшем росте частоты — точно в соответствии с табличными данными.

Рис. 3 иллюстрирует характер изменения электромагнитного момента для 1-, 6- и 7-го расчетных режимов. Кривые I соответствует электромагнит-



ному моменту при неподвижной АМ или нулевой скорости тягового электропривода. В зависимости от времени размах пульсаций (разность между максимальным и минимальным значениями момента) колеблется, поэтому условно межкоммутационный интервал может быть разделен на два интервала I и II. В первом интервале наблюдается резкое падение момента. При $\alpha = 0,027$ период фазного тока составляет 1,3 с.

Наиболее полно кривую электромагнитного момента можно охарактеризовать его производной по времени $M = dM_m/dt$ на участках его резкого спада или нарастания. Пренебрегая изменением кривой момента в начале второго интервала можно сказать, что в этот период она имеет монотонно возрастающий характер с положительной производной $M_2 = 2,5 \text{ кН} \cdot \text{м/с}$. Такое резкое изменение производной, как и само значение пульсации (порядка 5 кН·м) предъявляют достаточно жесткие требования к сцепным устройствам АТП.

Из того же рис. 3 видно, что при более высоких значениях относительной частоты значения пульсации момента снижаются, уменьшаются также и значения производных момента на межкоммутационном интервале, условия работы сцепных устройств АТП улучшаются. Известную трудность представляет собой сопоставление экспериментальных и теоретических кривых электромагнитного момента. Для оценки точности расчета электромагнитных процессов по предлагаемой методике было проведено сопоставление кривых фазного тока АМ. На рис. 4 приведены: расчетная кривая тока фазы по предложенной методике (1); расчетные кривые тока фазы и напряжения с учетом значения емкости конденсатора фильтра по методике, изложенной в [2, 3], (2); расчетная кривая тока фазы наиболее распространенным аналитическим методом мгновенных значений с допущением

$U_d = \text{const}$ на межкоммутационном интервале [4], (3); кривые тока и напряжения фазы, полученные экспериментально (4).

Все три метода сравнивались с экспериментальными данными, полученными на физической модели АТП с АМ ДК712А кафедры «Электрический транспорт» МЭИ. Проведем сопоставление для тормозного режима работы АТП и при 180° -м управлении тиристорами инвертора. Исходными данными режима являлись $U_d = 185 \text{ В}$, $f_1 = 36 \text{ Гц}$. В качестве третьего параметра задавалось значение сопротивления тормозного резистора $R_T = 1,3 \text{ Ом}$. При проведении эксперимента была выбрана емкость конденсатора фильтра $C_\Phi = 7500 \text{ мкФ}$. Уровень пульсации в экспериментальной кривой фазного напряжения U_Φ , при этом составил $\pm 7 \%$. Расчет вторым способом дал уровень пульсации $\pm 4 \%$. Первый и третий методы расчета не учитывают пульсации напряжения фазы АМ, следовательно, отклонения расчетного тока от экспериментального в этих случаях будут больше, чем в расчетах вторым способом.

Ток $i_{\Phi 3}$, определенный вторым способом, практически не дает представления о реальной форме кривой тока, а также возможности в определении его пульсаций, что нельзя сказать про ток $i_{\Phi 1}$, который практически полностью повторяет ток $i_{\Phi 2}$, а его отклонение от $i_{\Phi 2}$ обусловлено только пренебрежением пульсациями фазного напряжения и составляет $\pm 5 \%$. Следует отметить хорошую сходимость экспериментальной и теоретической кривой тока в момент коммутации как по амплитуде, так и параметру di_Φ/dt . В момент $\omega t = \pi/3$ $i_{\Phi 1} = 210 \text{ А}$, $i_{\Phi 2} = 225 \text{ А}$, $i_{\Phi 3} = 240 \text{ А}$ при $\omega t = 2\pi/3$ $i_{\Phi 1} = 253 \text{ А}$, $i_{\Phi 2} = i_{\Phi 3} = 270 \text{ А}$.

Подобным образом были проведены расчеты и сопоставления для других режимов работы АТП (тяговых и тормозных), показавшие, что при использовании предлагаемого способа расчета можно достаточно просто получить реальную картину

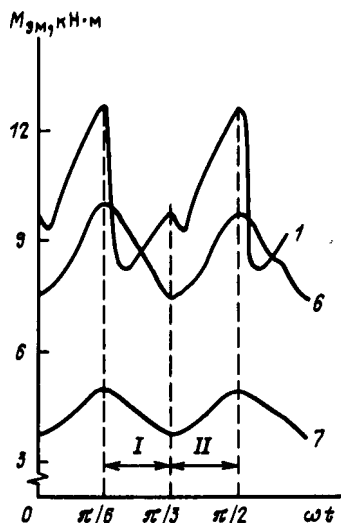


Рис. 3

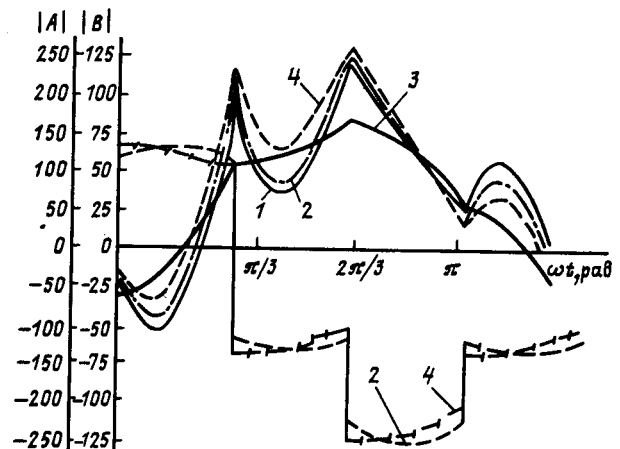


Рис. 4

токов АМ. При этом точность расчетов тем выше, чем больше значение емкости конденсатора фильтра.

Разработанный способ расчета электромагнитных процессов в АТП был опробован при определении исходных требований к выбору электрооборудования опытного тепловоза 2ТЭ-120 и показал приемлемую для практики точность результатов.

Вывод. Способ расчета позволяет на порядок уменьшить время расчета на ЭЦВМ по сравнению с другими известными методами при сохранении приемлемой для практики точности результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электрические передачи переменного тока тепловозов и газотурбовозов / А. Д. Степанов, В. И. Андерс, В. А. Пречисский, Ю. И. Гусевский. — М.: Транспорт, 1982.
2. Степанов А. Д., Андерс В. И., Богатин А. А. Анализ работы асинхронного генератора с инвертором в режиме самовозбуждения в тяговых и промышленных электроприводах. — Электричество, 1986, № 1.
3. Электромагнитные процессы при работе асинхронного генератора с вентильным преобразователем в тяговых и промышленных электроприводах / А. Д. Степанов, М. Г. Колобов, А. В. Прокопович и др. — Электричество, 1987, № 1.
4. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники: Учебник для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1980.

[06.02.90]

УДК 621.313.32.001.24

Способ определения проводимостей рассеяния магнитной системы синхронной электрической машины с когтеобразными полюсами индуктора

БЕСЕДИН Д. И., инж., НОВИКОВ Е. А., инж.

Московский энергетический институт

Синхронные машины с когтеобразными полюсами (СМКП) широко применяются в настоящее время [1—4]. При проектировании СМКП по определенному техническому заданию одной из задач расчета является быстрая приближенная оценка основных параметров машины по заданным геометрическим размерам магнитопровода и обмоточным данным. На основании такой оценки можно сделать вывод о направлении дальнейших расчетов. Значения параметров обычно рассчитываются через величины потокоцеплений само- и взаимоиндукции обмоток машины. Наиболее распространенным и достаточно точным для практических целей является метод расчета потокоцеплений, использующий схемы замещения для магнитной цепи машины.

Наибольшую трудность представляет этап расчета, на котором определяются магнитные проводимости отдельных участков магнитной цепи. Для этого, в общем случае, необходимо найти функции, выражающие распределение индукции в объеме выделенного участка магнитной системы. Однако до сих пор не существует достаточно точной методики расчета распределения магнитной индукции, пригодной для всех вариантов исполнений СМКП.

В [1, 2, 5—10] разработан подход к расчету распределения индукции в магнитной системе СМКП и сформулированы основные допущения, необходимые для его реализации. Основное

допущение — относительная магнитная проницаемость материала магнитопроводов принимается бесконечно большой ($\mu_{Fe} = \infty$). Отсюда следует, что вектор магнитной индукции вблизи сердечников имеет только нормальную граничной поверхности составляющую, и падением магнитного напряжения вдоль поверхности сердечников можно пренебречь. Остальные допущения представляют собой упрощения в процессе расчета. В кратком изложении алгоритм расчета по [1, 2] можно представить так. Поле в СМКП, имеющее явно выраженный объемный характер, на основе приведенного допущения заменяется совокупностью поверхностнопараллельных полей. Эти поверхности в общем случае не являются плоскостями и расположены в зазорах таким образом, что каждая из них содержит в себе ряд трубок магнитного поля.

Далее проводится представление системы пространственнопараллельных полей в виде системы плоскопараллельных. Здесь возможно появление существенной и математически труднооценимой ошибки, связанной с отсутствием взаимно-однозначного соответствия расстояний в множестве точек пространства и плоскости. Ошибку можно уменьшить, располагая плоскости расчета в местах, где поверхностнопараллельное поле максимально близко к плоскопараллельному. Изложенный принцип реализуется расположением пространственного магнитного поля

СМКП на следующие независимые плоскостные составляющие:

- главное (рабочее) поле;
- поле межполюсного расстояния (тангенциального, торцевого, углового, внутреннего);
- поле рассеяния катушки возбуждения;
- поле внешнего рассеяния [1].

Таким образом, пространственная картина поля для анализа представляется совокупностью плоскопараллельных полей, определенных в плоских двухсвязных областях с заданными граничными условиями. На следующем этапе расчета [2] полученные двухсвязные области преобразуются к двум односвязным каждая при соответствующем изменении граничных условий. К односвязным областям применяется конформное преобразование Шварца—Кристоффеля. Задачи, приведенные к плоскому зазору, решаются аналитически. На этих заключительных, чисто математических, шагах решения задачи при многократных сложных комплексных преобразованиях и вычислениях возможно накопление значительной численной ошибки. Еще одним недостатком метода является необходимость заново проводить все преобразования от двухсвязной области до плоского зазора в общем виде для каждого варианта конструкции магнитопровода, геометрически неподобного ранее рассмотренным.

Результаты в виде расчётных формул, таблиц и графиков приведены в [1, 2] и использованы в действующих промышленных методиках расчета СМКП. Более поздние работы в этой области [5—10] содержат ряд полезных уточнений, но не вносят принципиальных изменений в подход к решению поставленной задачи.

Применение метода «обратного» электрического моделирования к расчету полей рассеяния СМКП. В рассматриваемом авторами случае предварительный анализ привел к необходимости оценить параметры СМКП, форма магнитопровода которой существенно отличается от рассмотренной в [1—10]. Чтобы не проводить длительных и сложных вычислений, с которыми связан заключительный этап изложенного метода, было решено смоделировать распределение полей рассеяния на проводящей бумаге. Аналогичный подход применялся и ранее. В [2] упоминается моделирование в электролитической ванне на объемной модели СМКП. Этот метод, хотя и весьма точен, но затраты времени на его реализацию едва ли меньше, чем на расчет.

Общие принципы физического и математического моделирования электромагнитных полей изложены в [11], где для каждого случая распределения квазистационарного магнитного поля в средах возможен выбор поля-аналога с тем же законом распределения в пространстве. Поле-аналог (модель) при этом может иметь иную физическую природу и распределяться в средах, более удобных для непосредственного измерения величин, характеризующих поле.

В случае электрического моделирования аналогом распределения магнитного поля токов в системе воздушных зазоров и магнитопроводов с различной магнитной проницаемостью является распределение тока, растекающегося по системе пространственных проводников. Рассмотрим случай плоскопараллельных полей. В этом случае моделью магнитной системы является система плоских проводников.

Фундаментальным требованием для получения правильных результатов является геометрическое подобие формы проводников на тех участках, где проводятся измерения, и формы моделируемого сечения магнитной системы машины. Для обеспечения точности моделирования электрическая проводимость материала модели должна соответствовать магнитной проницаемости материала оригинала в произвольном, но постоянном для каждого опыта масштабе. Учитывая изложенные требования и принимая допущение о бесконечной магнитной проницаемости ферромагнитных сердечников, приходим к выводу, что области воздушного зазора в сечениях оригинала можно моделировать геометрически подобными им фигурами из проводящей бумаги. Влияние магнитопроводов учитывается в виде граничных условий приложением к модели электродов под определенным потенциалом. Проводимость электродов по сравнению с проводимостью бумаги практически бесконечна.

Место приложения электродов определяет прямой или обратный характер аналогии между величинами, характеризующими поле оригинала и измеряемыми на модели. Взаимозаменяемость прямых и обратных моделей основана на фундаментальном свойстве электромагнитного поля — перпендикулярности в любой точке поля линий потока и уровня. При моделировании применяется понятие скалярного магнитного потенциала. Эта величина вводится по аналогии магнитной цепи с электрической. Разность скалярных магнитных потенциалов, приложенная к участку магнитной цепи, численно равна м. д. с., действующей на этом участке. В случае прямого моделирования линии уровня и потока оригинала и модели соответствуют друг другу. А именно, линии растекания тока в модели соответствуют линиям потока в оригинале, электрические эквипотенциали — линиям равного скалярного магнитного потенциала.

При таком способе моделирования электроды, на которых задаются граничные условия для модели, должны повторять форму границ магнитопроводов и воздушного зазора. В нашем случае эта граница имеет весьма сложные очертания и изготовление таких электродов нецелесообразно. Авторами была использована «обратная» модель. При этом способе моделирования соответствие

между линиями потока и уровня оригинала и модели обратное.

Линии растекания тока в модели соответствуют линиям равного скалярного магнитного потенциала в оригинале, а электрические эквипотенциали — линиям потока в оригинале. Масштаб соответствия величин оригинала и модели также получается «обратным». Разность потенциалов, приложенная к модели, пропорциональна величине потока, протекающего через участок зазора. Значение тока, протекающего по модели, пропорционально разности скалярного магнитного потенциала между сердечниками.

Для описываемого метода моделирования численное значение масштабов соответствия между величинами, характеризующими поле-оригинал и поле-модель, нигде в дальнейших расчетах не используется. Поэтому вычислять масштабы соответствия необходимости нет. Следует, однако, проследить, чтобы эти масштабы были постоянными по всей области моделирования для данного опыта. Для применения электродов простой формы их следует располагать на модели в тех местах, где из теоретического анализа задачи достоверно следует прямая форма линий потока. Форма линии контура модели, соответствующей границе между магнитопроводом и зазором в оригинале, может быть при этом сколько угодно сложной.

Практическая реализация метода. Поток рассеяния, создаваемые магнитной системой СМКП, оказывают значительное, часто определяющее влияние на величины индуктивных параметров машины. Для расчета параметров и режи-

мов работы СМКП, рассматриваемой авторами, необходимо определить значения проводимостей: межполюсного рассеяния (тангенциального, торцевого);

рассеяния катушки возбуждения; рассеяния между сборными шайбами (основаниями) полюсов; внешнего рассеяния.

Допущения и преобразования при моделировании полностью аналогичны преобразованиям, используемым в расчетном методе, до момента выделения плоских расчетных областей. После чего для расчетных областей на основании изложенных принципов моделирования создаются электрические модели.

Для пояснения полученной конфигурации электрических моделей на рис. 1 приведен схематический продольный разрез генератора. Машина имеет цилиндрический магнитопровод индуктора 1, внутри которого уложены 2 тороидальные катушки обмотки возбуждения. Вращающаяся часть индуктора состоит из двух concentрических биметаллических цилиндров, в которых определенным расположением ферромагнитных и немагнитных деталей сформированы системы северных полюсов 2а, южных полюсов 2б и немагнитный зазор 2в. Статор 3 расположен внутри вращающейся части индуктора и имеет рабочую обмотку в пазах на внешней поверхности. Корпус 4 и все детали крепления показаны условно. Как видно из рис. 1 детали конструкции магнитной системы данного генератора существенно отличаются по форме от рассмотренных в [1—10].

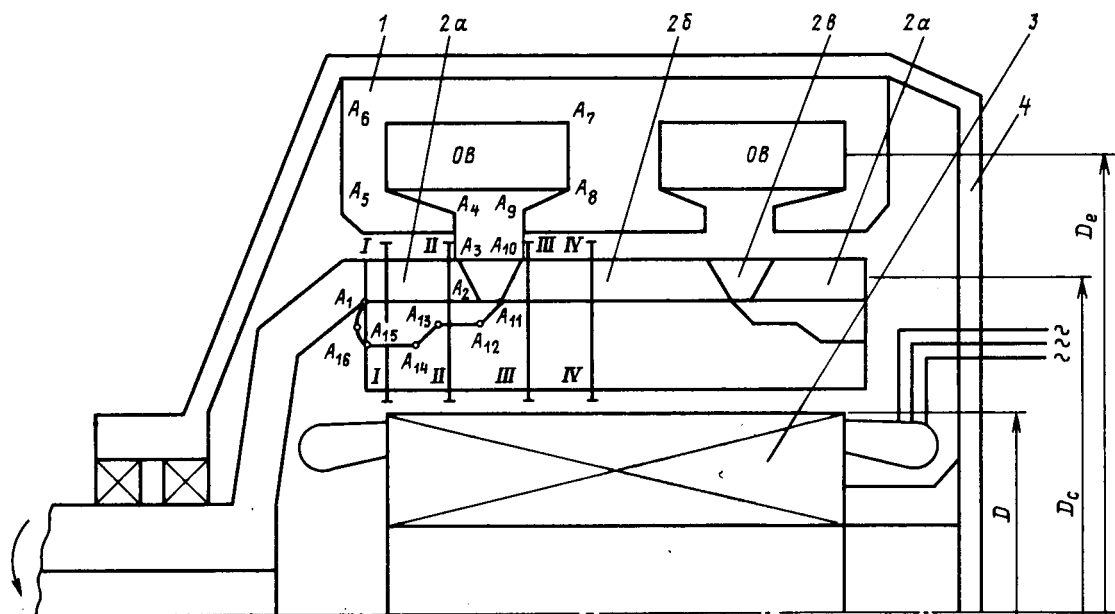


Рис. 1. Схематический эскиз конструкции генератора

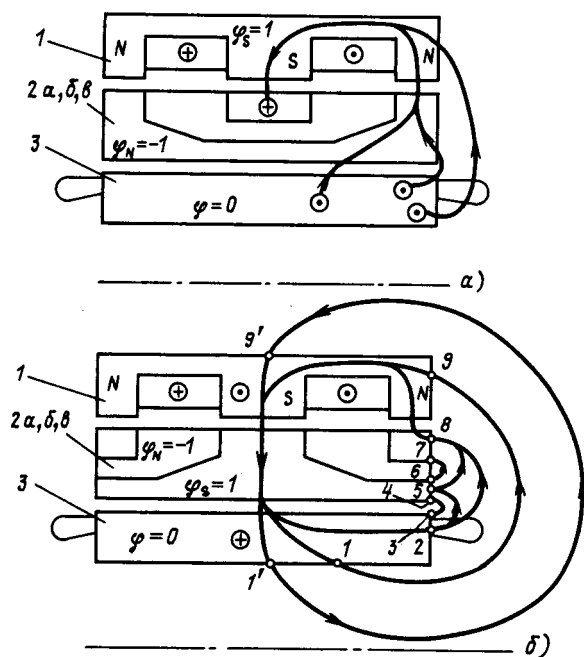


Рис. 5. Схема вероятного распределения потоков рассеяния

Как уже отмечалось выше, потоки внешнего рассеяния вносят существенный вклад в суммарное значение индуктивных параметров машины. Пути потоков внешнего рассеяния в области, окружающей магнитную систему СМКП, имеют сложный пространственный характер. Поэтому картина вероятного распределения этих потоков, полученная исходя из теоретического анализа граничных условий, анализируется отдельно в плоскости симметрии полюсного деления северного и южных полюсов.

Зададим условно скалярный магнитный потенциал южного полюса $\varphi_s=1$, северного полюса $\varphi_N=-1$, сердечника стратора $\varphi=0$. На рис. 5, а представлена схема распределения магнитных потоков для этого случая в плоскости симметрии полюсного деления северного полюса. Как видно из рис. 5, а внешние пути потока образуются только в торцевых частях машины, внешние потоки рассеяния на протяжении полюсного деления вообще отсутствуют. Иная картина образуется в зоне южного полюса рис. 5, б: здесь имеется целая группа внешних потоков рассеяния: $\Phi_{1'1}$ — поток рассеяния, сцепленный с обмоткой стратора, в трубке, ограниченной линиями 1'—9' и 1—9 по рис. 5, б; Φ_{12} — поток рассеяния, не сцепленный с обмоткой стратора в трубке, ограниченной линиями 1—9 и 2—8 по рис. 5, б; Φ_{56} — поток рассеяния полюса в трубке, ограниченной линиями 5—8 и 6—7 по рис. 5, б.

Все перечисленные потоки входят в полюсный

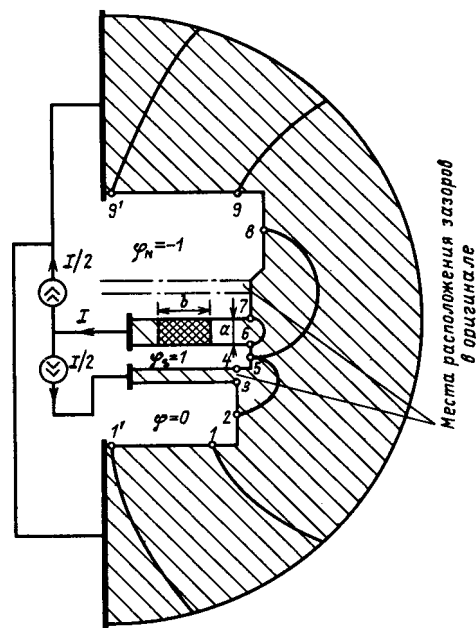


Рис. 6. Модель для определения проводимостей внешнего рассеяния

наконечник южного полюса. На рис. 5, б показан поток Φ_{23} в трубке, ограниченной линиями 2—5 и 3—4, это — часть рабочего потока, вытесненная из зазора. Используя значение проводимости, рассчитанное для этого потока, можно определить расчетную длину машины l_b .

Модель для определения проводимостей внешнего рассеяния представлена на рис. 6. Основной сложностью при задании граничных условий для модели является необходимость моделирования рассеяния в безграничном окружающем пространстве на ограниченной площади листа бумаги. При построении модели, как и в предыдущем случае, используется симметрия магнитной системы машины относительно плоскости поперечного сечения, расположенной на половине длины машины. Модель воспроизводит половину сечения магнитной системы по рис. 1.

Поведение линий поля вблизи плоскости симметрии точно известно. Линии потока касательны плоскости симметрии и нормальны поверхностям сердечников. Таким образом, линия, отображающая на модели плоскость симметрии, должна быть представлена на модели линейным электродом. Для моделирования бесконечной плоскости сечения, поведение линий поля в которой точно неизвестно, применяется следующий прием. К модели с обратной стороны прикрепляется лист проводящей бумаги, внешний контур которого совпадает с полукругом внешнего контура модели. Никаких внутренних вырезов этот лист не имеет. Модель и дополнительный лист изолированы друг от друга по всей плоскости, кроме линии

границы, где они скреплены проводящими зажимами. Токовводы в модели выполнены таким образом, что они не проходят насквозь через изоляционную прокладку. При этих условиях все линии растекания тока, пересекающие физическую границу листа модели, замыкаются через дополнительный лист, что и создает на границе условия, эквивалентные создаваемым прилегающей бесконечной плоскостью. Граничные условия задаются на электродах в соответствии с соглашениями, принятыми для обратной электрической модели.

Значение тока, вытекающего из модели зазора, должно быть пропорционально разности скалярных магнитных потенциалов соответствующих сердечников оригинала. Коэффициент пропорциональности должен быть постоянным для всех зазоров моделируемой области. Поэтому в схеме, показанной на рис. 6, в соответствии с ранее сформулированными значениями граничных условий токи обоих отрицательных токовводов устанавливаются равными. Далее производится построение характерных линий поля и измерение напряжений $u_{1/1}$, u_{12} , u_{23} , u_{56} и u_{et} . Эталонная полоса выделена на модели. Физическая проводимость внешнего рассеяния на половину магнитной системы рассчитывается по формуле

$$\Lambda_{\text{вн}} = \mu_0 \frac{b}{a} \pi D \frac{u_{1/1} + u_{12} + u_{56}}{u_{et}}, \quad (6)$$

где D — внешний диаметр статора по рис. 1.

Геометрическая проводимость для потока краевого эффекта

$$\lambda_{23} = \frac{b}{a} \frac{u_{23}}{u_{et}}.$$

Отсюда разница между геометрической и расчетной длиной воздушного зазора

$$l_{23} = \delta \lambda_{23},$$

следовательно

$$l_g = l_1 + l_{23} = l_1 + \delta \lambda_{23},$$

где l_1 — длина пакета статора.

Полученные значения физических проводимостей используются для определения величин соответствующих потоков.

Схема замещения магнитной цепи СМКП. Результаты моделирования могут быть непосредственно использованы для расчета параметров машины с помощью схемы замещения магнитной цепи. Такая схема, составленная без учета насыщения магнитопроводов, представлена на рис. 7. Каждая горизонтальная ветвь схемы соответствует одному из возможных путей замыкания магнитных потоков рассеяния. Элементы, расположенные по периметру схемы, представляют собой магнитные сопротивления по пути главного потока. На схеме приняты следующие обозначения магнитных сопротивлений (м. с.):

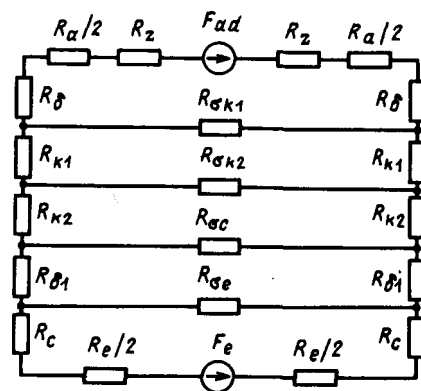


Рис. 7. Схема замещения магнитной цепи генератора

R_z — м. с. зубцовой зоны статора; R_a — м. с. ярма статора; R_δ — м. с. основного зазора; R_{k1} — м. с. полюсов индуктора в сечении I—I; R_{k2} — м. с. полюсов индуктора в сечении II—II; $R_{\delta 1}$ — м. с. дополнительного зазора; R_c — м. с. сборных шайб полюсов индуктора; R_e — м. с. магнитопровода индуктора; $R_{\sigma k1}$ — м. с. рассеяния полюсов в сечении I—I; $R_{\sigma k2}$ — м. с. рассеяния полюсов в сечении II—II; $R_{\sigma c}$ — м. с. рассеяния между сборными шайбами полюсов; $R_{\sigma e}$ — м. с. аксиального рассеяния катушки возбуждения.

Для учета насыщения магнитопроводов соответствующие насыщаемым участкам м. с. должны быть нелинейными. Магнитные сопротивления по путям потоков рассеяния рассчитываются на основании результатов моделирования по следующим формулам. Магнитные сопротивления рассеяния полюсов в сечении I—I

$$R_{\sigma k1} = \frac{1}{\Lambda_{r1} + \Lambda_{r2} + \Lambda_{l1} + \Lambda_{l2} + \Lambda_{\text{вн}}};$$

в сечении II—II

$$R_{\sigma k2} = \frac{1}{\Lambda_{r1} + \Lambda_{r2} + \Lambda_{r3} + \Lambda_{r4} + \Lambda_{l1} + \Lambda_{l2} + \Lambda_{\text{вн}}};$$

между сборными шайбами

$$R_{\sigma c} = \frac{1}{\Lambda_c};$$

аксиального рассеяния катушки возбуждения

$$R_{\sigma e} = \frac{1}{\Lambda_e}.$$

В приведенных формулах Λ_{ti} рассчитывается по (2), Λ_{li} по (3), $\Lambda_{\text{вн}}$ по (6), Λ_c по (5), Λ_e по (4). Магнитные сопротивления, лежащие по пути главного потока, рассчитываются по обычной методике [1, 2].

По приведенной схеме существующими методами могут быть определены все необходимые для проектировочного расчета значения потоков сцеплений и, следовательно, индуктивные пара-

метры машины. Вывод формул для подсчета параметров по схеме замещения многократно описан в литературе, например, [1, 2] и поэтому здесь не приводится.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Апсит В. В. Электрические машины с котгеобразными полюсами. дисс. на соиск. степ. д. т. н.— Рига, 1964.
2. Апсит В. В. Синхронные машины с котгеобразными полюсами.— Рига: Изд. АН Латв. ССР, 1959.
3. Паластин Л. М. Синхронные машины автономных источников питания.— М.: Энергия, 1980.
4. Балагуров В. А. Проектирование генераторов переменного тока с котгеобразными полюсами.— М.: Изд. МЭИ, 1980.
5. Сика З. К. Магнитная проводимость междуполюсного рассеяния котгеобразного индуктора с полюсами переменной ширины.— В кн.: Магнитное поле в электрических машинах.— Рига: Зинатне, 1965.
6. Пугачев В. А. Торцевые магнитные поля в маховичном генераторе с внешней катушкой возбуждения.— В кн.:

Бесконтактные электрические машины.— Рига: Зинатне, 1965, вып. 4.

7. Рыжков В. С. Методика расчета магнитной проводимости междуполюсного рассеяния в машинах с котгеобразными полюсами.— В кн.: Бесконтактные электрические машины.— Рига: Зинатне, 1968, вып. 7.

8. Рыжков В. С. Расчетно-экспериментальное исследование магнитного поля рассеяния ротора в машинах с котгеобразными полюсами.— В кн.: Бесконтактные электрические машины.— Рига: Зинатне, 1968, вып. 7.

9. Рыжков В. С. Расчет магнитного поля в воздушном зазоре синхронной машины с котгеобразными полюсами.— В кн.: Бесконтактные электрические машины.— Рига: Зинатне, 1975.

10. Разработка вопросов теории и исследование электромагнитных процессов бесконтактных синхронных машинах / Ю. А. Берюляев, Л. А. Зильберштейн, В. С. Рыжков, И. Д. Урусов — Тр. ВНИИЭМ, 1975, т. 43.

11. Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А. Математическое моделирование электромагнитных полей и процессов в электрических машинах.— М.: Изд. МЭИ, 1979.

[11.09.88]

УДК 627.372.061

Перспективы использования диакоптического подхода при анализе динамических режимов электрических цепей

МИРОНОВ В. Г., СТАХИВ П. Г.

Московский энергетический институт

Известно, что диакоптика, как самостоятельное направление решения математических и других задач, сформировалась впервые в работах Г. Крона [1]. Однако предложенные им подходы даны в весьма абстрактном, общем виде, и попытки их непосредственного применения для решения конкретных задач не всегда были успешными. В качестве примера можно привести известную монографию Х. Хэппа [2], в которой автор формально распространяет методы Крона на уравнения электрических цепей, не достигая в большинстве практических случаев эффективности анализа по частям. Поэтому первоначальный интерес к диакоптическому подходу при решении задач расчета электрических цепей быстро угас, и на практике такой подход получил эффективную реализацию лишь при решении частных вопросов, например, в топологическом анализе.

Новая волна интереса к реализации диакоптического подхода возникла в процессе разработки методов машинного анализа динамических режимов в сложных линейных и нелинейных схемах. В результате было написано множество работ, в которых, в основном, давалась схемная интерпретация методов Крона. Однако в большинстве этих работ уже обращалось внимание на необходимость учета динамических свойств отдельных частей схемы — подсхем. Предлагаемые методы и алгоритмы характеризовались простотой

реализации и по теоретическим оценкам обещали существенную экономию времени расчета, необходимого для анализа соответствующих динамических режимов. Достаточно полный обзор названных методов можно найти в работе [3].

Однако и эти методы не нашли достаточно широкого применения: их использование, как правило, ограничивалось анализом цифровых схем, построенных на кремниевых структурах [4—6]. При этом, как и в предыдущем случае, следует отметить формальную практическую реализацию диакоптического подхода, недостаточно учитывающую физические свойства конкретных схем, что приводило к осуществлению декомпозиции на уровне их математических моделей [6]. В то же время, достигнутое при анализе отмеченных цепей увеличение быстродействия программ расчета было весомым, что обусловило выбор диакоптического подхода в качестве основного при анализе динамических режимов сложных цифровых схем. Этот подход используется, например, в таких известных программах, как RELAX, MACRO, MOTA [6, 7].

Диакоптический принцип в названных программах реализуется, как правило, на уровне линейаризованной и дискретизованной математической модели анализируемой схемы и использует вычислительные процедуры типа Гаусса — Якоби, Гаусса — Зейделя. Следует еще раз подчеркнуть строгую ограниченность класса анализируемых

схем с помощью отмеченных программ. Так, наличие даже одного незаземленного конденсатора в рассчитываемой схеме во многих случаях обуславливало неустойчивость вычислительного процесса [6]. В связи с задачей повышения надежности отмеченных диакоптических вычислительных алгоритмов была выдвинута идея реализации диакоптического принципа на уровне дискретизированной нелинейной математической модели анализируемой цепи. Эта идея была осуществлена с помощью многоуровневых итерационных процедур [8], однако в чистом виде широкого практического применения они также не нашли.

Одновременно с методами, рассмотренными выше, развивались и методы, предполагающие полный расчет переходных процессов в отдельных изолированных подсхемах с дальнейшим согласованием полученных решений с помощью итерационных процедур. Эта группа методов получила название методов релаксации формы сигналов [9]. Практически этот подход реализован в программе ПА-6 [4], которая в основном применяется для расчета цифровых схем с однонаправленным прохождением сигналов.

Несколько расширены возможности метода релаксации формы сигнала в программе RELAX, хотя и там объектом анализа являются цифровые схемы. Однако достигнутое при этом быстродействие в значительной мере компенсирует ограниченность сферы применения рассматриваемой группы методов.

Определенное теоретическое развитие получили и диакоптические методы расчета динамических режимов, названные методами раздельного интегрирования [10]. Эти методы по своей идее близки к методам релаксации формы сигнала, но отличаются тем, что согласование решений подсхем в них ведется через определенные интервалы времени (шаги коррекции), меньшие длительности переходного процесса. Эта группа методов оказалась вполне надежной для расчета определенного класса схем, частично включающего и аналоговые цепи.

Подводя итог сказанному выше, можно констатировать, что ни один отдельно взятый из существующих в настоящее время вариантов диакоптического подхода к анализу динамических режимов не обладает достаточной надежностью и эффективностью, чтобы служить универсальным средством расчета широкого класса современных электронных и электрических цепей, включающего как цифровые, так и аналоговые схемы. Можно назвать и причину такого положения, заключающуюся в обязательном для любого диакоптического метода применении элементов решения, свойственных явным формулам интегрирования, что делает соответствующую вычислительную процедуру потенциально неустойчивой. Эта неустойчивость проявляется в первую очередь при расчете

сильносвязанных схем с большим разбросом постоянных времени и также зависит от участка анализируемого переходного процесса. При этом возникающую неустойчивость не всегда удается устранить уменьшением шага интегрирования [6].

Попытаемся определить пути устранения отмеченного выше недостатка диакоптических методов анализа динамических режимов и сделать таким образом их эффективными при расчете различных электронных и электрических цепей. Для этого с общих позиций определим математическую сущность названных выше диакоптических методов анализа динамических режимов.

Рассмотрим некоторую электрическую цепь N , которую посредством расщепления ряда узлов разделим на части, как показано на рис. 1. В результате получим ряд подсхем N_i ($i=1, \dots, p$), соединенных между собой. Для обозначения вектора переменных (токов и напряжений), являющихся общими для нескольких подсхем (так называемых внешних переменных), используем символ v . Переменные, относящиеся только к одной подсхеме (внутренние переменные), будем обозначать буквой x с соответствующим индексом. При таком представлении анализируемой цепи ее математическая модель может быть представлена в следующей форме, которую определим как диакоптическую:

$$F_i(x_i, \dot{x}_i, v) = 0, i = 1, \dots, p; \quad (1)$$

$$g(x, v) = 0. \quad (2)$$

Здесь $x^T = [x_1^T, x_2^T, \dots, x_p^T]$; $F_i(\cdot)$ — вектор-функция внутренних переменных, их производных и внешних переменных; $g(\cdot)$ — вектор-функция переменных x и v .

Уравнения (1) в дальнейшем будем называть уравнениями подсхем, а соотношение (2) — уравнениями связи.

Формально запись уравнений (1) — (2) может быть упрощена, если внешние переменные моделировать с помощью некоторых фиктивных источников тока и э.д.с., подключенных к соответствующим подсхемам, что дает возможность осуществлять формирование уравнений отдельных под-

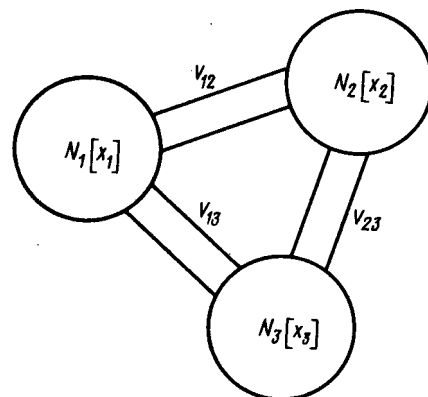


Рис. 1. Пример деления схемы на части

схем независимо. Используемые при этом типы источников в принципе могут быть любыми, однако их удачный выбор в дальнейшем может существенно влиять на характер вычислительного процесса, что делает необходимым руководствоваться здесь определенными критериями, описанными, например, в работах [10—12].

Математическая модель схемы в виде (1), (2) лежит в основе большинства диакоптических методов анализа динамических режимов электрических и электронных цепей, которые отличаются, как правило, только последовательностью ее решения. Охарактеризуем наиболее распространенные группы диакоптических методов, такие как: методы релаксации формы сигналов; методы раздельного интегрирования; многоуровневые итерационные процедуры; прямые методы.

Методы релаксации формы сигналов предполагают интегрирование по отдельности всех уравнений вида (1) до окончания переходных процессов, после чего решают уравнение связи (2) и получаемые при этом значения внешних переменных используют в новом процессе интегрирования уравнений подсистем. Таким образом, процесс решения циклически повторяется до тех пор, пока изменение внешних переменных после очередного решения уравнения связи не будет меньше некоторой наперед заданной величины, определяющей точность полученных результатов. Очевидно, что при таком подходе, кроме жестких требований к структуре и элементному базису анализируемых схем, что уже отмечалось, резко ограничивается и класс сигналов, допускаемых в таких цепях. Поэтому использование методов релаксации формы сигнала для анализа электрических и аналоговых электронных схем с жесткими взаимосвязями малоэффективно.

Сущность *методов раздельного интегрирования* можно отобразить с помощью несколько упрощенной разностной формы, полученной в результате дискретизации уравнений (1), (2):

$$f_i(x_i^{(k+1)}, v^{(k)}, x^{(k)}, h) = 0, i = 1, \dots, p; \quad (3)$$

$$g(x^{(k+1)}, v^{(k+1)}) = 0. \quad (4)$$

В формулах (3) и (4) верхние индексы, взятые в скобки, определяют номер временной дискретной точки соответствующей переменной, h — шаг дискретизации уравнений (1). (Здесь он принят одинаковым для всех подсистем, что не является обязательным.)

Исходя из вида соотношений (3), (4), можно сделать вывод, что решение этой системы может быть получено путем поочередного решения каждого уравнения из подсистемы (3) и дальнейшего согласования полученных решений (т. е. значений $x_i^{(k+1)}$) в результате решения уравнений связи (4),

после чего осуществляется переход к следующей временной точке. Таким образом, реализуется основная идея диакоптики — замена решения большой системы уравнений решением ряда систем меньшего размера. Причем этот факт сохраняет силу и в том случае, если шаги дискретизации для уравнений отдельных подсистем будут различными. В этом случае согласование решений уравнений отдельных подсистем ведется через промежутки времени (шаг коррекции), равный наименьшему шагу интегрирования уравнений подсистем.

Заметим, что шаг интегрирования уравнения конкретной подсистемы выбирается автоматически, исходя из ее динамических свойств, но может корректироваться на основании анализа решений подсистем и уравнений связи [4]. Возможности независимого выбора шагов интегрирования для отдельных подсистем [5], модификации шага коррекции, использования аппроксимационных формул для внешних переменных [10] делают метод раздельного интегрирования весьма гибким и пригодным для анализа динамических режимов широкого класса цепей. Последнее достигается благодаря тому, что метод раздельного интегрирования позволяет учитывать временную и пространственную латентность анализируемых схем.

В то же время, наряду с достоинствами, этому методу свойственны и недостатки, обусловленные тем, что полученные ранее разностные соотношения (3) несут явный характер относительно переменных v . Этот факт при определенных условиях приводит к неустойчивым вычислительным процедурам [6, 10, 13]. Ниже мы попытаемся дать критерии для прогнозирования таких случаев.

Многоуровневые итерационные процедуры получают в процессе решения системы нелинейных уравнений (3)—(4). После линеаризации, лежащей в основе многих итерационных методов решения нелинейных уравнений, систему (3)—(4) можно представить в виде следующего линейного соотношения [14]:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & 0 & : & 0 & \frac{\partial f_1}{\partial v} \\ 0 & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & : & 0 & \frac{\partial f_2}{\partial v} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & : & \frac{\partial f_p}{\partial x_p} & \frac{\partial f_p}{\partial v} \\ \frac{\partial g}{\partial x_1} & \frac{\partial g}{\partial x_2} & : & \frac{\partial g}{\partial x_p} & \frac{\partial g}{\partial v} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \vdots \\ \bar{x}_p \\ v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Здесь символом $\partial f_i / \partial x_i$ обозначена матрица Якоби соответствующей функции, а черта над переменными соответствует линеаризованному значению.

Матрица в системе уравнений (5) имеет специальную форму, названную блочно-диагональной

¹ Ввиду отсутствия в литературе единства при характеристике и названии различных диакоптических методов анализа, авторы предлагают свою трактовку данного вопроса.

с окаймлением, и допускает различные варианты реализации диакоптического подхода к решению данной системы. Выбор соответствующего варианта зависит от последовательности проведения итераций по различным переменным [8]. Причем, для реализации преимуществ диакоптического подхода необходимо, чтобы итерации, проводимые по внешним переменным, запаздывали относительно итераций по внутренним переменным. Варьируемыми параметрами в данном случае являются число итераций, проводимых по той или иной группе переменных, их последовательность.

Важной особенностью линеаризованной математической модели (5) является то, что при синхронном проведении итераций эта модель соответствует неявной формуле интегрирования совокупности уравнений (1), (2) полной схемы, что гарантирует устойчивость соответствующей вычислительной процедуры. Несмотря на отход в данном случае от идеи диакоптики, при учете свойств матрицы в уравнении (5) возможно эффективно организовать вычислительный процесс на основании специальных формул обращения матриц, например, формулы Морисона — Шермана [10]. По трудоемкости такой вычислительный процесс примерно эквивалентен LU -разложению с учетом разреженности матрицы исходного уравнения. В то же время используемая форма исходной информации позволяет без дополнительных преобразований возврат к выполнению многоуровневых итерационных процедур.

Давая характеристику последним двум группам методов, следует отметить, что многоуровневые итерационные процедуры в значительно меньшей степени учитывают динамические свойства исследуемых объектов, но получаемые при этом решения по сравнению с методами релаксации формы сигнала и методами раздельного интегрирования более точные и, что самое важное, устойчивость вычислительного процесса при этом в ряде случаев улучшается. В последнем подходе достигается потенциально меньшее быстродействие, чем при использовании методов раздельного интегрирования.

Прямые методы расчета динамических режимов, базирующиеся на использовании специальных формул обращения матриц блочно-диагонального вида с окаймлением, как уже отмечалось выше, реализуют неявные формулы интегрирования по всем переменным схемы, обладают максимальной устойчивостью, но относительно малым быстродействием.

Поскольку, как уже отмечалось выше, ни один из отдельно взятых диакоптических методов анализа динамических режимов при расчете сильно-связанных аналоговых электронных и электрических цепей не может одновременно обеспечить высокую надежность и достаточное быстродействие, то в практических алгоритмах естественным является применение их определенной комбина-

ции базирующейся на использовании принципа адаптации [15]. Для этого, в первую очередь, следует определить иерархию используемых методов и соответствующие критерии адаптации. Иерархию методов анализа будем реализовывать в следующей последовательности: методы раздельного интегрирования, многоуровневые итерационные процедуры, прямые методы, что соответствует уменьшению потенциального быстродействия и одновременному увеличению надежности. За основу построения критериев адаптации примем оценки динамических свойств схемы в целом и отдельных подсистем; несколько более детально охарактеризуем отдельные из них.

Поскольку диакоптический подход начинается с деления схемы на части, следует определить критерии оценки эффективности разбиения, что, в частности, поможет автоматизировать этот процесс. Известные методы оптимального разбиения схемы на части, например, кластерный [16, 17] учитывают только топологические взаимосвязи, которые при расчете динамических режимов не являются определяющими. Поэтому необходимо исходить из критериев, базирующихся на оценке динамических свойств [18]. В качестве таких критериев можно выбрать оценки постоянных времен целой схемы и ее отдельных подсистем, нагруженных фиктивными источниками энергии. Целесообразность таких критериев обоснована в [10]. Однако такие критерии, несмотря на свою эффективность, тяжело реализовать на практике в силу большой трудоемкости определения собственных значений больших матриц. Поэтому нами предложен следующий критерий оценки эффективности разбиения схемы на части, базирующийся на определении взаимосвязи отдельных подсистем.

Пусть некоторая внешняя переменная v , является общей для двух подсистем N_s , N_i , в качестве внутренних переменных которых используются переменные состояния x_s и x_i . Естественно существуют соотношения, определяющие значение переменной v через x_s и x_i , которые в линеаризованном виде можно записать так:

$$v_r = \sum_{k=1}^{n_s} \alpha_k^{(s)} [x_s]_k = \sum_{m=1}^{n_i} \alpha_m^{(i)} [x_i]_m, \quad (6)$$

где $[x_s]_k$ k -я компонента вектора x_s .

Взаимосвязанность подсистем N_s и N_i будем характеризовать критерием ω , определяемым следующим образом:

$$\omega = \sup_{k=1, n_s} |\alpha_k^{(s)}| \times \sup_{m=1, n_i} |\alpha_m^{(i)}|. \quad (7)$$

При этом, как показали результаты численных экспериментов, близость ω к единице в большинстве случаев приводит к неустойчивости соответствующего процесса расчета динамических режимов, базирующегося на диакоптическом подходе. Приведенный выше критерий может служить ос-

пользуем два значения: $P_{\min}$ и $P_{\max}$. Здесь возможны следующие варианты:

а) если среднее количество итераций P находится в пределах $P_{\min} \leq P \leq P_{\max}$, дальнейший расчет проводим с помощью многоуровневых итерационных процедур;

б) если $P < P_{\min}$, осуществляется переход на раздельное интегрирование;

в) если $P > P_{\max}$, то переходим к использованию прямых методов.

9. Прямые методы реализованы в блоке *BLU*, выход из которого к п. 3 возможен при условии увеличения шага интегрирования в определенное число раз, что контролируется блоком *MAX3*.

10. Увеличение шага коррекции возможно тогда, когда приращения внешних переменных на предыдущем шаге были меньше заданной величины, что контролируется блоком *MIN1*.

11. Выбор количества итераций, через которое производится согласование подсхем при многоуровневом итерационном процессе, осуществляется блоком *MIN2* на основании оценки скорости сходимости.

Практическая реализация данного алгоритма подтвердила его надежность и достаточное быстродействие при анализе сильносвязанных аналоговых схем. Описание соответствующих программ и оценки результатов численных экспериментов можно найти в [10].

В заключение считаем целесообразным привести простой пример, на котором попытаемся отобразить сущность основных диакоптических методов анализа динамических режимов электрических цепей. Надеемся, он конкретизирует приведенные выше рассуждения, имеющие общий характер. Рассмотрим простую электрическую цепь, показанную на рис. 3. Разделим ее на две части, как это показано на рис. 4, моделируя при этом взаимосвязь фиктивными источниками тока и напряжения. Учитывая принятые на рисунках обозначения, диакоптическая математическая модель будет иметь следующий вид:

первая подсхема (рис. 4, а)

$$dx_1/dt = -[R_1/L(x_1)] \cdot x_1 - [R_1/L(x_1)] \cdot v_1 + E/L(x_1);$$

вторая подсхема (рис. 4, б)

$$dx_2/dt = -[1/C] \cdot f(v_2 - x_2);$$

уравнения связи

$$v_1 = -v_4; \quad v_2 = v_3; \quad v_3 = R_1 x_1 + R_1 v_1; \quad v_4 = f(v_2 - x_2).$$

Здесь в соответствии с принятыми выше обозначениями

$$x_1 = i_L; \quad x_2 = u_C; \quad v = [v_1, v_2, v_3, v_4]; \quad v_1 = j; \\ v_2 = l; \quad v_3 = u; \quad v_4 = i_e; \quad L(x_1) = d\Psi(i_L)/di_L.$$

Если использовать для дискретизации уравнений подсхем неявный метод Эйлера, допустив при этом, что шаги дискретизации для обеих подсхем одинаковы, то разностная схема, соот-

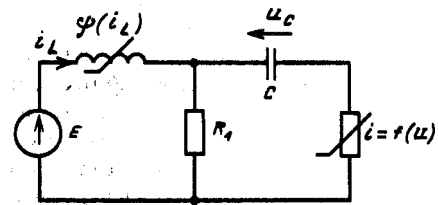


Рис. 3. Схема к примеру

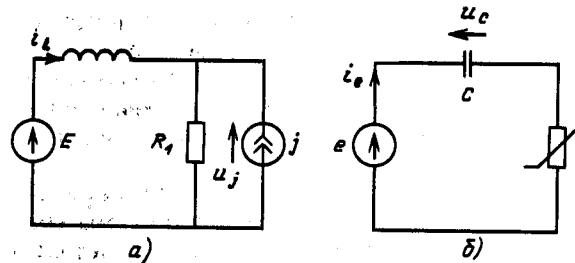


Рис. 4. Разделение схемы на части с помощью фиктивных источников

ветствующая методу раздельного интегрирования, будет выглядеть следующим образом:

$$\text{Ia. } x_1^{(k+1)} = x_1^{(k)} - [h/L(x_1^{(k+1)})][x_1^{(k+1)} + v_1^{(k)}]R_1 - E];$$

$$\text{Iб. } x_2^{(k+1)} = x_2^{(k)} - [h/C] \cdot f(v_2^{(k)} - x_2^{(k+1)});$$

$$\text{II. } \begin{cases} v_1^{(k+1)} = -v_4^{(k+1)}; \\ v_2^{(k+1)} = v_3^{(k+1)}; \\ v_3^{(k+1)} = R_1 x_1^{(k+1)} + R_1 v_1^{(k+1)}; \\ v_4^{(k+1)} = f(v_2^{(k+1)} - x_2^{(k+1)}). \end{cases}$$

Напомним, что уравнения Ia, Ib и II здесь решаются независимо друг от друга.

Для прямых и многоуровневых итерационных методов в разностной схеме изменятся только первые два уравнения:

$$\text{Ia. } x_1^{(k+1)} = x_1^{(k)} - [h/L(x_1^{(k+1)})][(x_1^{(k+1)} + v_1^{(k+1)}) \times R_1 - E];$$

$$\text{Iб. } x_2^{(k+1)} = x_2^{(k)} - [h/C] \cdot f(v_2^{(k+1)} - x_2^{(k+1)}).$$

При применении прямых методов система уравнений Ia, Ib, II решается относительно переменных $x^{(k+1)}$, $v^{(k+1)}$ совместно.

Для многоуровневых итерационных процедур характерно проведение независимого итерационного процесса (в частном случае одной итерации) решения системы II относительно переменных $v^{(k+1)}$, после чего выполняется одна или несколько итераций по решению отдельно уравнений Ia и Ib относительно переменных $x^{(k+1)}$, используя при этом фиксированные, ранее вычисленные значения переменных $v^{(k+1)}$, после чего процесс циклически повторяется.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крон Г. Исследование сложных систем по частям — диакоптика. — М., 1972.
2. Хэппи Х. Диакоптика в электрических цепях. — М.: Мир, 1974.

3. Слипенченко В. Г., Елизаренко Г. Н. Методы диакоптики в электронике К.: Вища школа, 1981.
4. Норенков И. П., Мартынюк В. П., Трудошин В. А. Алгоритмы и организация программного комплекса схемотехнического проектирования.— Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1984, т. 27, № 6.
5. Норенков И. П., Пивоварова Н. В. Алгоритм анализа сложных систем с различными шагами для подсистем.— Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника, 1979, т. 22, № 6.
6. Хетчел Г. Д., Санджованни-Винченцелли А. Обзор методов моделирования третьего поколения. ТИИЭР, 1981. т. 69, № 10.
7. Shen W. Z., Lee C-W. MOTA-a MOSFET timing simulator.— IEE Proceeding, 1986, vol. 133, Pt. 1, N 5.
8. Rabbat N. B., Sengiovanni-Vincentelli A. L., Hsien H. Y. A multilevel Newton algorithm with macromodeling and latency for analysis of large-scale nonlinear networks in the time domain.— IEEE Trans. Circuit and Syst., 1979, vol. CAS-26, N 9.
9. Leelarasmee E., Ruehli A. E., Sangiovanni-Vincentelli A. L. The waveform relaxation method for time-domain analysis of large-scale integrated circuits.— IEEE Trans. Computer-Aided Design, 1982, vol. 1, N 3.
10. Стахив П. Г. Анализ динамических режимов в электронных схемах с многополюсниками.— Львов: Вища школа, 1988.
11. Пухов Г. Е. Декомпозиционные методы уравнивания нелинейных сетевых систем.— Электронное моделирование, 1984, т. 6, № 2.
12. Шакиров М. А. Преобразования и диакоптика электрических цепей.— Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1980.
13. Ruchli A. E. Circuit analysis, simulation and design.— Amsterdam: Nor-Holland Publ. Comp., 1987.
14. Миронов В. Г. Повышение эффективности анализа аналоговых и дискретно-аналоговых цепей. Сб. научных трудов.— М.: Московский энергетический ин-т, 1986, № 85.
15. Сигорский В. П. Проблемная адаптация в системах автоматизированного проектирования.— Изв. вузов МВ и ССО СССР. Радиоэлектроника.
16. Меркулов А. А. Оптимизация размеров подсхем при моделировании больших электронных схем на ЭВМ.— Автоматизация проектирования в электронике. Республиканский межведомственный научно-технич. сб., 1986, вып. 33.
17. Sangiovanni-Vincentelli A. L., Chen L. K., Chua L. K. An efficient heuristic cluster algorithm for tearing large-scale networks.— IEEE Trans. Circuit and Syst., 1977, vol. CAS-24, N 12.
18. Петренко А. И., Цирфа А. И., Ладогубец В. В. Анализ динамических режимов электронных схем с учетом неактивности отдельных фрагментов.— Автоматизация проектирования в электронике. Республиканский межведомственный научно-технический сб., 1989, вып. 40.

[29.06.90]

УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ предлагает книги:

Афанасьев Н. А., Юсипов М. А. Система технического обслуживания и ремонта оборудования энергохозяйств промышленных предприятий.— 1989.— 2 р.

Веников В. А., Рыжов Ю. П. Дальние электропередачи переменного и постоянного тока: Учеб. пособие для вузов.— 1985.— 70 к.

Квятковский С. Ф., Волкова Л. В., Герчук Ю. М. Бытовые электрические нагревательные приборы.— 1987.— 30 к.

Нормы радиационной безопасности НРБ-76/87 и Основные санитарные правила работы с радиоактивными веществами и другими источниками ионизирующих излучений ОСП-72/87.— 3-е изд., перераб. и доп.— 1988.— 50 к.

Нормы расчета на прочность оборудования и трубопроводов атомных энергетических установок.— 1989.— 2 р. 10 к.

Приобрести эти книги можно в опорном пункте Энергоатомиздата — книжном магазине № 8 «Техника» Москниги. Адрес:

103031 Москва, ул. Петровка, 15. Тел. для справок: 924-36-24.

Динамика двухзонного электропривода постоянного тока при оптимальном управлении

ЛЕБЕДЕВ А. С., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

В связи с резким возрастанием доли двухзоннорегулируемых электроприводов постоянного тока в станкостроении, серийным выпуском преобразователей и двигателей, специально предназначенных для работ во второй зоне, возникает необходимость в получении удобного математического аппарата для анализа и синтеза таких электроприводов. Работа электропривода во второй зоне (при изменении магнитного потока) описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений, что затрудняет аналитическое решение. Если же решение и возможно, то получаемые зависимости для координат электропривода настолько сложны и громоздки [1], что ни для практических, ни для теоретических целей использованы быть не могут.

При оптимальном управлении электроприводом, когда выполняются некоторые определенные условия такого управления, т. е. когда движение электропривода происходит по магистрали оптимальной траектории [2], возможно получение аналитических решений [1, 3—5].

В настоящей статье делается попытка обобщить известные частные решения для скорости и магнитного потока двигателя, работающего во второй зоне, придать этим зависимостям универсальный характер и компактный вид.

Динамика электропривода, работающего во второй зоне, описывается следующими уравнениями:

$$e_n = k\Phi_d\omega + i_n R + L \frac{di_n}{dt}; \quad (1)$$

$$k\Phi_d i_n - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (2)$$

где e_n — э. д. с. управляемого преобразователя; k — конструктивный коэффициент двигателя; Φ_d — магнитный поток двигателя; ω — угловая скорость двигателя; i_n — ток якоря двигателя; R , L — суммарные сопротивление и индуктивность цепи преобразователь — якорь двигателя; M_c — момент сопротивления механизма; J — суммарный момент инерции на валу двигателя; t — время.

Алгоритм оптимального управления, как следует из (2), очевиден. Для получения максимального быстрого действия необходимо в каждый момент времени обеспечивать наибольшее значение момента двигателя, т. е. максимальное значение произведения $k\Phi_d i_n$. Для этого нужно ток i_n поддерживать на максимально допустимом

уровне: либо $i_n = I_{\max}$ при независимом от скорости токоограничении, либо

$$i_n = I_{\max} \left(1 - a \frac{\omega - \omega_n}{\omega_{\max} - \omega_n} \right)$$

при зависимом токоограничении, где $I_{\max}$ — максимально допустимый ток якоря в первой зоне; a — коэффициент, характеризующий уменьшение перегрузочной способности двигателя при скорости $\omega_{\max}$ ($a = 1 - I_{\max}/I_{\max}$); ω_n — номинальная скорость двигателя; $\omega_{\max}$ — максимальная скорость двигателя; $I_{\max}$ — максимально допустимый ток якоря при скорости $\omega_{\max}$. Здесь принято, что перегрузочная способность двигателя во второй зоне линейно уменьшается при увеличении скорости.

На максимально допустимом уровне необходимо поддерживать и э. д. с. двигателя (произведение $k\Phi_d\omega$), так как при этом условии для любой скорости ω поток Φ_d будет иметь максимальное значение.

Указанные условия, как правило, обеспечиваются в большинстве современных электроприводов постоянного тока за счет применения в их структуре регуляторов э. д. с. и тока якоря двигателя. Членом $L di_n/dt$ в (1) можно пренебречь ввиду его равенства нулю (если $i_n = I_{\max}$) и его малости (если имеет место зависимое токоограничение).

Если ввести систему относительных единиц и принять, что момент M_c не изменяется ни во времени, ни в зависимости от скорости, то уравнения (1) и (2) принимают вид:

$$\Phi v = 1; \quad (3)$$

$$\pm \Phi - \mu_z = dv/d\tau, \quad (4)$$

где $\Phi = \Phi_d/\Phi_n$; Φ_n — номинальный поток двигателя; $v = \omega/\omega_n$; μ_z — эквивалентный момент сопротивления, учитывающий как реальный момент сопротивления механизма $\mu = M_c/M_{\max}$, так и уменьшение момента двигателя из-за уменьшения перегрузочной способности ($\mu_z = (\mu \pm \alpha)/(1 + \alpha)$); $M_{\max}$ — максимально допустимый момент двигателя в первой зоне ($M_{\max} = k\Phi_n I_{\max}$); α — коэффициент, учитывающий уменьшение перегрузочной способности ($\alpha = a/(v_{\max} - 1)$); $\tau = t/T_0$; T_0 — базовое время, равное при $\alpha = 0$ времени разгона привода вхолостую в первой зоне ($T_0 = J\omega_n/M_{\max}(1 + \alpha)$); знак плюс (как здесь, так и в дальнейшем) соответствует процессам разгона привода при ослаблении магнитного

потока, знак минус — процессам торможения при усилении магнитного потока.

Выражая поток как $\Phi = 1/v$ и подставляя его в (4), получаем дифференциальное уравнение с разделяющимися переменными

$$d\tau = \frac{v}{\pm 1 - \mu_3 v} dv.$$

Интегрирование этого уравнения дает следующие решения:

для случая $\mu_3 = 0$ ($\mu = 0$; $\alpha = 0$)

$$\tau = \pm 0,5 (v^2 - v_{\text{нач}}^2); \quad (5)$$

для случая $\mu_3 \neq 0$

$$\tau = \pm \left(\frac{1}{\mu_3^2} \ln \frac{\pm \mu_3 v_{\text{нач}} - 1}{\pm \mu_3 v - 1} \pm \frac{v_{\text{нач}} - v}{\mu_3} \right), \quad (6)$$

где $v_{\text{нач}}$ — начальное значение скорости ($v_{\text{нач}} \geq 1$).

Решая (5) относительно скорости, получаем

$$v = \sqrt{v_{\text{нач}}^2 \pm 2\tau}, \quad (7)$$

а подставляя выражение для скорости $v = 1/\Phi$ в (5) и (6), получаем аналитические зависимости для потока

$$\tau = \pm 0,5 (1/\Phi^2 - 1/\Phi_{\text{нач}}^2); \quad (8)$$

$$\tau = \pm \left(\frac{1}{\mu_3^2} \ln \frac{\pm \mu_3 / \Phi_{\text{нач}} - 1}{\pm \mu_3 / \Phi - 1} \pm \frac{1/\Phi_{\text{нач}} - 1/\Phi}{\mu_3} \right). \quad (9)$$

Кривые $v(\tau)$ и $\Phi(\tau)$, рассчитанные по (5), (6), (8) и (9) при разгоне привода от $v_{\text{нач}} = 1$ до $v_{\text{мах}} = 5$ для значений момента $\mu_3 = 0; 0,05; 0,10; 0,15$ и $0,20$, приведены на рис. 1, а при торможении привода от $v_{\text{нач}} = 5$ до $v = 1$ — на рис. 2.

Полученные аналитические зависимости справедливы при принятых условиях, характеризуют максимально возможное быстроедействие электропривода при работе во второй зоне, носят универсальный характер и могут быть использованы при анализе и синтезе любых электроприводов постоянного тока, независимо от их параметров, степени и направления изменения магнитного потока, степени насыщения магнитной си-

стемы двигателя. Эти зависимости характеризуют движение электропривода по основной части оптимальной траектории — ее магистрали — и не учитывают периоды переходов электропривода из начального состояния на магистраль и обратно в конечное состояние. Так как все современные тиристорные электроприводы имеют быстроедействующий контур регулирования тока якоря, время движения по начальному и конечному участкам оптимальной траектории ничтожно мало и практически не вносит погрешность в результаты вычислений по (5) — (9).

Аналитические зависимости (5) — (9) универсальны и имеют компактный вид. Однако наличие двух разнородных видов формул для $\mu_3 = 0$ и $\mu_3 \neq 0$, а также невозможность разрешения трансцендентных выражений (6) и (9) относительно скорости и магнитного потока создают некоторые неудобства для их практического применения. Поэтому с помощью метода наименьших квадратов для условий $v_{\text{нач}} = 1$ при разгоне и $v_{\text{кон}} = 1$ ($v_{\text{кон}}$ — конечное значение скорости) при торможении привода были найдены следующие аппроксимирующие функции, с достаточной точностью заменяющие выражения (6) и (9), но более удобные для практического применения:

$$\tau = (v - 1)[0,5A(v + 1) - (A - B)]; \quad (10)$$

$$v = \frac{(A - B) + \sqrt{(A - B)^2 + 2A(\tau + D)}}{A}; \quad (11)$$

$$\Phi = \frac{A}{(A - B) + \sqrt{(A - B)^2 + 2A(\tau + D)}}, \quad (12)$$

где коэффициенты A и B являются функциями момента μ_3 :

$$A_{1,2} = e^{(1,2 \pm 4,9) \mu_3};$$

$$B_{1,2} = \sqrt{1 - (1,6 \pm 0,7) \mu_3}$$

(индекс 1 соответствует значениям коэффициентов при разгоне, а индекс 2 — значениям коэффициентов при торможении электропривода); $D = B - 0,5 A$.

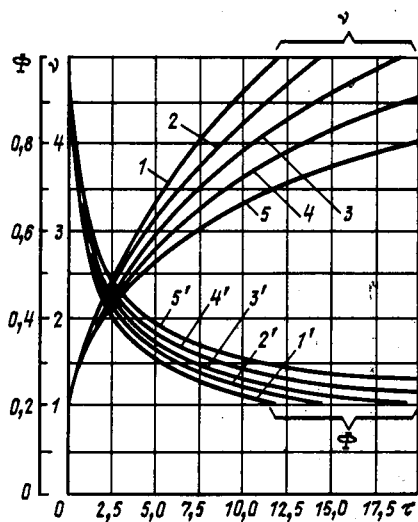


Рис. 1. Универсальные кривые $v(\tau)$ и $\Phi(\tau)$ при разгоне электропривода: 1, 1' — $\mu_3 = 0$; 2, 2' — $\mu_3 = 0,05$; 3, 3' — $\mu_3 = 0,1$; 4, 4' — $\mu_3 = 0,15$; 5, 5' — $\mu_3 = 0,20$

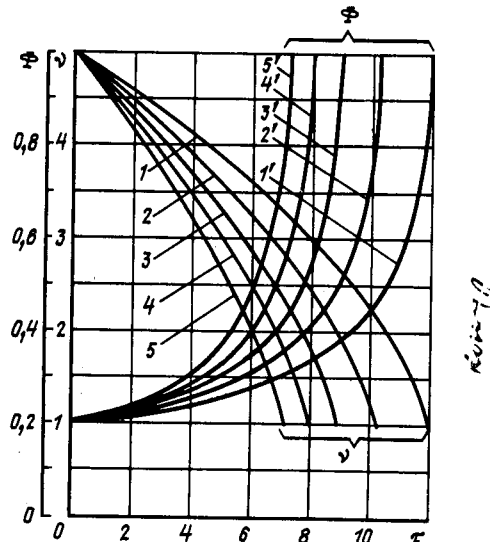


Рис. 2. Универсальные кривые $v(\tau)$ и $\Phi(\tau)$ при торможении электропривода: 1, 1' — $\mu_3 = 0$; 2, 2' — $\mu_3 = 0,05$; 3, 3' — $\mu_3 = 0,1$; 4, 4' — $\mu_3 = 0,15$; 5, 5' — $\mu_3 = 0,20$

При условии $\mu_3 = 0$ ($A = B = 1$) и указанных значениях $v_{\text{нач}}$ и $v_{\text{кон}}$ выражения (10), (11) и (12) тождественны выражениям (5), (7) и (8).

Упрощенные зависимости (10)–(12), как и (5)–(9), описывают оптимальную динамику любого электропривода при его работе во второй зоне при изменении скорости v от 1 до 5 для значений момента μ_3 от 0 до 0,2. Погрешность вычислений скорости по (11) в области значений v и τ , показанных на рис. 1 и 2, составляет менее 5 % при разгоне и менее 2 % при торможении электропривода.

Выводы. 1. Полученные аналитические временные зависимости (точные и приближенные) для скорости и магнитного потока имеют наиболее компактный вид из всех известных ранее, являются универсальными и описывают динамику любого электропривода при его работе во второй зоне и оптимальном по быстродействию управлении.

2. Графики универсальных кривых для скорости и магнитного потока при разгоне и торможении для пяти значений момента сопротивления механизма наглядно иллюстрируют динамику электропривода во второй зоне, позволяют быстро определить его магнитный поток, скорость и ускорение для интересующих моментов времени и начальных условий.

3. Погрешность вычислений по приближенным формулам в диапазоне изменения скорости от ω_n до $5\omega_n$ и момента сопротивления от 0 до 0,2 M_{max} составляет менее 5 % при ослаблении и менее 2 % при усилении магнитного потока.

Приложение. Доказательство уравнения (3) очевидно. Действительно, если

$$k\Phi_n \omega = e_n - i_n R = \text{const}; \quad (\text{П-1})$$

$$k\Phi_n \omega_n = \text{const}, \quad (\text{П-2})$$

то после деления (П-1) на (П-2) получаем (3)

$$\Phi v = 1.$$

Для доказательства уравнения (4) выразим (2) как

$$\pm k\Phi_n \left(I_{\text{max}} - a I_{\text{max}} \frac{\omega - \omega_n}{\omega_{\text{max}} - \omega_n} \right) - M_c = J \frac{d\omega}{dt},$$

или с учетом $v = \omega/\omega_n$ и $\alpha = a/(\omega_{\text{max}} - 1)$

$$\pm k\Phi_n I_{\text{max}} (1 - \alpha v + \alpha) - M_c = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (\text{П-3})$$

После деления (П-3) на $k\Phi_n I_{\text{max}} = M_{\text{max}}$ получаем

$$\pm \Phi (1 - \alpha v + \alpha) - \mu = \frac{J \omega_n}{M_{\text{max}}} \frac{dv}{dt},$$

или с учетом (3)

$$\pm \Phi (1 + \alpha) - (\mu \pm \alpha) = \frac{J \omega_n}{M_{\text{max}}} \frac{dv}{dt}. \quad (\text{П-4})$$

Разделив обе части (П-4) на $(1 + \alpha)$, получаем

$$\pm \Phi - \frac{\mu \pm \alpha}{1 + \alpha} = \frac{J \omega_n}{M_{\text{max}} (1 + \alpha)} \frac{dv}{dt}.$$

Обозначая $\mu_3 = (\mu \pm \alpha)/(1 + \alpha)$ и $T_6 = J \omega_n / M_{\text{max}} (1 + \alpha)$, получаем (4)

$$\pm \Phi - \mu_3 = dv/dt.$$

Выражение (6) получено путем интегрирования уравнения

$$\tau = \int_{v_{\text{нач}}}^v \frac{v}{\pm 1 - \mu_3 v} dv.$$

В соответствии с таблицами неопределенных интегралов

$$\int \frac{cv + h}{fv + g} dv = \frac{cv}{f} + \frac{hf - cg}{f^2} \ln(fv + g).$$

После подстановки $c = 1$; $h = 0$; $g = \pm 1$; $f = -\mu_3$ и указанных пределов интегрирования получаем: при ослаблении потока

$$\tau = \frac{1}{\mu_3^2} \ln \frac{1 - \mu_3 v_{\text{нач}}}{1 - \mu_3 v} - \frac{v - v_{\text{нач}}}{\mu_3}; \quad (\text{П-5})$$

при усилении потока

$$\tau = \frac{v_{\text{нач}} - v}{\mu_3} - \frac{1}{\mu_3^2} \ln \frac{1 + \mu_3 v_{\text{нач}}}{1 + \mu_3 v}. \quad (\text{П-6})$$

Объединяя (П-5) и (П-6) в одно выражение и делая необходимые преобразования, чтобы знак плюс соответствовал ослаблению, а знак минус усилению потока, получаем (6)

$$\tau = \pm \left(\frac{1}{\mu_3^2} \ln \frac{\pm \mu_3 v_{\text{нач}} - 1}{\pm \mu_3 v - 1} \pm \frac{v_{\text{нач}} - v}{\mu_3} \right).$$

Таблица 1

μ_3	v	1,000	1,250	1,500	1,750	2,000	2,500	3,000	3,500	4,000	4,500	5,000	$\frac{\Delta v_{\text{max}}}{v}$
0	τ по (5)	0,000	0,281	0,625	1,031	1,500	2,625	4,000	5,625	7,500	9,625	12,000	0 %
	v по (11)	1,000	1,250	1,500	1,750	2,000	2,500	3,000	3,500	4,000	4,500	5,000	
0,05	τ по (6)	0,000	0,298	0,667	1,110	1,627	2,895	4,490	6,431	8,740	11,44	14,56	около 1 %
	v по (11)	1,000	1,266	1,517	1,762	2,004	2,486	2,972	3,463	3,963	4,471	4,991	
0,10	τ по (6)	0,000	0,317	0,716	1,201	1,778	3,232	5,131	7,542	10,55	14,25	18,78	не более 2,5 %
	v по (11)	0,999	1,278	1,525	1,760	1,991	2,455	2,930	3,423	3,940	4,484	5,062	
0,15	τ по (6)	0,000	0,338	0,771	1,309	1,961	3,665	6,012	9,193	13,50	19,40	—	менее 4 %
	v по (11)	0,999	1,288	1,525	1,749	1,969	2,417	2,892	3,406	3,976	4,626	—	
0,20	τ по (6)	0,000	0,363	0,838	1,441	2,192	4,250	7,329	12,02	19,66	—	—	менее 5 %
	v по (11)	1,000	1,294	1,518	1,730	1,940	2,381	2,873	3,454	4,194	—	—	

Таблица 2

μ_z	v	1,000	1,250	1,500	1,750	2,000	2,500	3,000	3,500	4,000	4,500	5,000	$\Delta v_{\max}/v$
0	τ по (5) v по (11)	0,000 1,000	0,281 1,250	0,625 1,500	1,031 1,750	1,500 2,000	2,625 2,500	4,000 3,000	5,625 3,500	7,500 4,000	9,625 4,500	12,00 5,000	0 %
0,05	τ по (6) v по (11)	0,000 1,000	0,266 1,246	0,588 1,496	0,963 1,747	1,392 1,999	2,403 2,500	3,611 2,997	5,010 3,489	6,589 3,975	8,341 4,455	10,26 4,929	менее 1,5 %
0,10	τ по (6) v по (11)	0,000 0,999	0,253 1,243	0,555 1,493	0,904 1,745	1,299 1,999	2,217 2,504	3,295 3,002	4,521 3,491	5,884 3,971	7,375 4,441	8,985 4,903	менее 2 %
0,15	τ по (6) v по (11)	0,000 1,000	0,243 1,243	0,526 1,491	0,852 1,745	1,219 2,001	2,060 2,511	3,033 3,012	4,123 3,502	5,323 3,981	6,620 4,448	8,007 4,904	менее 2 %
0,20	τ по (6) v по (11)	0,000 1,000	0,229 1,238	0,499 1,488	0,805 1,743	1,146 2,001	1,921 2,515	2,808 3,022	3,792 3,517	4,863 3,999	6,011 4,468	7,229 4,924	менее 2 %

Доказательство указанной погрешности вычислений по приближенным формулам приведено при ослаблении магнитного потока в табл. 1, а при усилении — в табл. 2. Для определения погрешности вычислений при ослаблении поля вначале, при условии $v_{\text{нач}} = 1$, задавшись произвольными значениями скорости v от 1 до 5, были рассчитаны по (5) или (6) соответствующие значения времени разгона τ для указанных значений μ_z . После подстановки значений τ в (11) были рассчитаны значения скорости v . В результате сравнения заданных и полученных значений и была рассчитана погрешность вычислений, приведенная в последнем столбце табл. 1.

Аналогично определена погрешность и при усилении магнитного потока с той разницей, что $v = v_{\text{кон}} = 1$, а $v_{\text{нач}}$ изменяли от 1 до 5.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Никитин В. П., Куницкий Н. П. Оптимальная форма изменения потока шунтового двигателя постоянного тока при регулировании скорости выше основной. — Изв. АН СССР, ОТН, 1948, № 9.
2. Панасюк А. И., Панасюк В. И. Асимптотическая магистральная оптимизация управляемых систем. — Минск: Наука и техника, 1986.
3. Петров Ю. П. Оптимальное управление электроприводом. — М.: Госэнергоиздат, 1961.
4. Шипило В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. — М.: Энергия, 1969.
5. Чистов В. П., Бондаренко В. И., Святославский В. А. Оптимальное управление электрическими приводами постоянного тока. — М.: Энергия, 1968.

[06.12.89]

УДК 621.313.1.025.016.37-752.001.5

Расчет вибраций асинхронного двигателя при пуске

ЗУБРЕНКОВ Б. И., КАПЛИН А. И., МАЛЫШЕВ В. С., МАНЮКОВ М. Ф.

ВНИИЭМ — МЭИ

Многочисленные публикации и конструкторские разработки показывают, что удалось решить ряд задач по созданию маловиброактивного электрооборудования, работающего преимущественно в стационарных режимах, т. е. при неизменных скоростных и нагрузочных условиях.

Разработка электрических машин с ограниченными вибрациями, работающих в динамических режимах, их виброконтроль являются новыми проблемами в отечественном электромашиностроении. Настоящая работа ставит своей целью показать некоторые особенности вибрационных состояний машин в этих режимах работы и изложить подход к их анализу.

Как уже отмечалось, номенклатура электрооборудования, работающего в динамических режимах, и виды последних чрезвычайно разнообразны. Эти режимы характеризуются быстрым изменением вибрационных со-

стояний, связанных с переходными электромагнитными процессами. Можно считать, что исследование наиболее характерного динамического режима — пуска — позволит на примере асинхронного двигателя (АД) рассмотреть особенности его вибрационного состояния, предложить аналитический и экспериментальный подход к анализу динамических режимов с целью разработки способов снижения виброактивности.

Пусковые вибрации асинхронного двигателя. Исследовалось вибрационное состояние АД, установленного на резино-металлических амортизаторах типа АКСС. При экспериментальных исследованиях использовалась цифровая и аналоговая виброизмерительная и анализирующая аппаратура фирмы Brüel & Kjær (Дания), а также многоканальный магнитофон фирмы Sony (Япония).

Для получения объективной информации о спек-

тральных характеристиках вибрации электродвигателя во время пуска необходимо рассматривать временные интервалы от начала пуска до затухания переходных процессов или несколько больше.

При цифровом анализе такого рода вибраций это осуществляется применением (по возможности) спектральных временных «окон», которые подбираются по длительности переходных процессов. Следует отметить, что такой подход к анализу сигналов является важной отличительной особенностью исследования динамических режимов работы электрических машин.

На рис. 1 представлены третьоктавные спектры виброускорений АД типа 4А112МВ6УЗ. Кривая 1 соответствует его вибрациям при пуске, кривая 2 — вибрациям в режиме холостого хода с установившейся частотой вращения. Из этих спектров видно, что наиболее существенные различия наблюдаются в низкочастотном диапазоне (до 200 Гц), особенно на частотах, близких к собственной частоте системы, определяемой жесткостью амортизаторов. Необходимо отметить также, что возбуждаемые при пуске колебания носят преимущественно характер поворотных движений относительно оси вращения ротора.

На рис. 2 представлено временное развитие вибрационных процессов, измеренных в двух точках на опорах (лапах) АД, расположенных симметрично относительно оси вращения ротора. Колебания в этих точках происходят в противофазе, что свидетельствует о поворотных движениях корпуса. На рис. 2 приведены также упомянутые выше временные «окна», которые применялись для анализа данных вибрационных процессов.

На рис. 3 приведены характерные фрагменты временных реализаций тока статора, угловой частоты ротора и индукции в воздушном зазоре. Из сопоставлений рис. 2 и 3 следует, что длительность временного интервала повышенной виброактивности АД при пуске сопоставима по длительности с электромагнитными и электромеханическими переходными процессами. При-

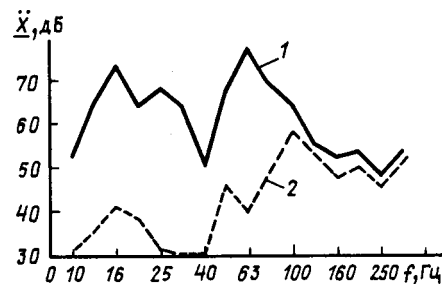


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики АД (1 — вибрация при пуске; 2 — вибрация в режиме холостого хода)

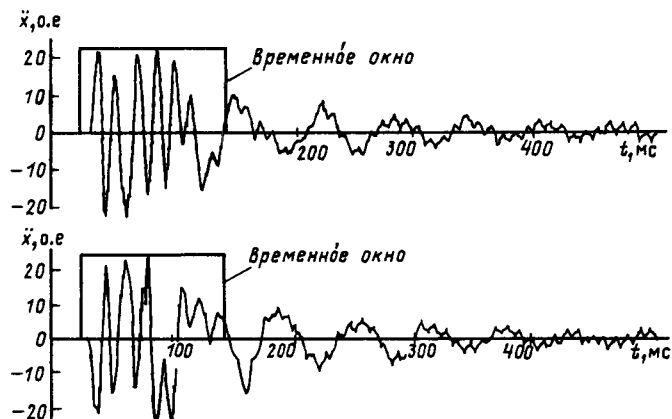


Рис. 2. Амплитудно-временные характеристики вибраций на лапах АД при пуске

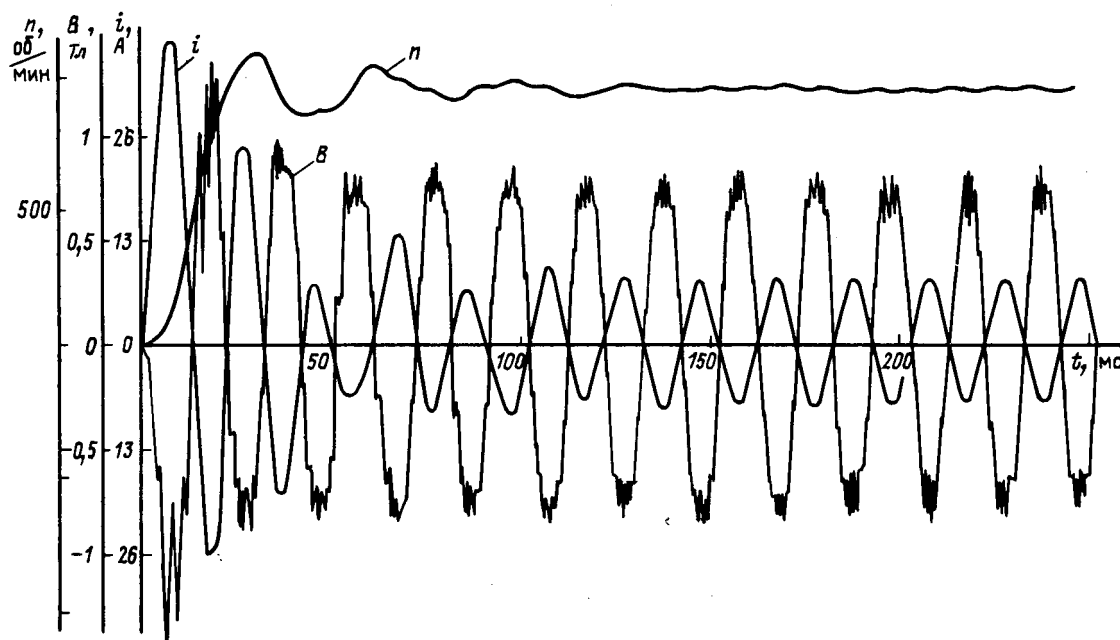


Рис. 3. Амплитудно-временные характеристики: i — тока статора, B — индукции в воздушном зазоре, n — угловой частоты ротора в режиме пуска электродвигателя

чем после затухания электромеханических переходных процессов с некоторым запаздыванием по времени затухают до уровня установившихся значений и колебания электрической машины.

Выполненные исследования позволяют констатировать следующее:

поскольку АД совершает поворотные колебания, то возбуждение их носит характер кратковременно действующих моментов;

реакция на данное возбуждение определяется характеристиками амортизаторов, так как преимущественные колебания происходят на частотах, близких к собственным частотам системы на амортизаторах.

Таким образом, для адекватной оценки вибраций при пуске АД необходимы адекватные характеристики амортизации и спектры возбуждающего электромагнитного момента.

Электромагнитный возбуждающий момент. Оценку электромагнитного момента при переходных процессах во временном и спектральном представлениях можно получить расчетным путем и экспериментально.

Для расчетов целесообразно использовать математическую модель электрической машины, построенную на основе метода проводимости зубцовых контуров (ПЗК) [1]. Такая модель позволяет с высокой точностью учесть дискретность структуры обмоток, двустороннюю зубчатость сердечников и их взаимное перемещение.

Суть метода ПЗК состоит в том, что результирующее поле в зазоре машины представляется в виде совокупности отдельных полей так называемых зубцовых контуров, возбужденных при особых граничных условиях. Важным свойством возбужденного зубцового контура является то, что его поле локализовано в ограниченном пространстве воздушного зазора и распространяется лишь на несколько ближайших контуров противоположащего сердечника. Взаимодействие двух рассматриваемых контуров, расположенных на разных сердечниках, характеризуется зависимостью их взаимной проводимости λ от угла γ между ними. Эта зависимость $\lambda = f(\gamma)$ определяется в результате решения ряда полевых задач в области воздушного зазора. Зная ее, с учетом схемы обмотки и условий непрерывности магнитного потока машины можно составить матрицу индуктивностей для реальных контуров обмоток статора и ротора.

Практическая реализация метода ПЗК при расчете переходных процессов асинхронного короткозамкнутого двигателя состоит в решении системы дифференциальных уравнений электрических контуров АД и уравнения движения его ротора. Эта система уравнений может быть записана в следующем виде [2]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} ([L]_s \dot{i}_s + [L]_r \dot{i}_r) &= \bar{U} - [R]_s \dot{i}_s; \\ \frac{d}{dt} ([L]_r^T \dot{i}_s + [L]_r \dot{i}_r) &= -[R]_r \dot{i}_r; \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} (M - M_c); \\ \frac{d\theta}{dt} &= \Omega, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\dot{i}_s$, $\dot{i}_r$ — векторы токов электрических контуров статора и ротора; $[L]_s$, $[L]_r$, $[L]$ — матрицы индуктивностей само- и взаимной индукции контуров статора и ротора; $[R]_s$, $[R]_r$ — матрицы активных сопротивлений

контуров статора и ротора; $\bar{U}$ — вектор напряжений; Ω , θ — угловая скорость и угол поворота ротора; J — момент инерции ротора; M_c — момент сопротивления на валу; M — электромагнитный вращающий момент.

Электромагнитный вращающий момент равен [2]:

$$M = \frac{1}{2} \bar{i}^T \frac{d[\lambda]}{d\gamma} \bar{i}, \quad (2)$$

где $\bar{i}$ — полный вектор токов машины; $[\lambda]$ — полная матрица проводимостей взаимной индукции зубцовых контуров машины. Были получены временные и спектральные представления электромагнитных пусковых моментов АД типа 4АА56В4УЗ и 4А112МВ6УЗ, рассчитанные указанным методом.

Экспериментально получить электромагнитные моменты можно либо путем непосредственных замеров (например, с помощью измерительной системы фирмы Kistler (Швейцария), либо косвенно — путем обработки кривой разгон ротора, полученной с помощью малоинерционного тахогенератора, практически не влияющего на пусковые характеристики испытуемого двигателя. Сигнал с тахогенератора, пропорциональный мгновенной и угловой скоростям ротора АД, проходит через усилитель, фильтр низких частот, затем дифференцируется и попадает на вход анализатора в реальном времени, с помощью которого и получают спектральные и временные характеристики. Эти характеристики с точностью до постоянного множителя, определенного при тарировании измерительного тракта, и являются характеристиками возбуждающего момента.

Сопоставления полученных экспериментально и расчетным путем кривых электромагнитных моментов указывают на их удовлетворительное совпадение.

Расхождение в расчетных и экспериментальных данных объясняется как несовершенством расчетной модели, не учитывающей различного рода электрические и магнитные несимметрии в реальной машине, так и несовершенством методики измерений момента. Вместе с тем при оценке вибраций в децибеллах указанные отличия представляются вполне допустимыми.

Характеристики жесткости амортизаторов могут быть найдены либо экспериментально (например, одним из известных резонансных методов), либо взяты из справочников (например, для амортизаторов типа АКСС — из [3]). В остальных случаях следует отдать предпочтение экспериментальным методам определения C_A . Коэффициент демпфирования для АКСС можно принять равным 0,25 либо также найти экспериментально.

Расчетная оценка вибраций АД при пуске. Наличие информации о возбуждающем моменте и об амортизации позволяет разработать методику расчета вибраций АД, вызванных электромагнитным возбуждающим моментом $M(t)$ в низкочастотном (до 100 Гц) диапазоне частот, определяемом жесткостными свойствами амортизации.

Конструктивная и расчетная схема АД приведены на рис. 4. Рассматриваются колебания жесткого корпуса (масса m , момент инерции статора относительно оси вращения J_c) в направлении действия весовых нагрузок. Корпус опирается на упругие опоры (амортизаторы), которые имеют линейные характеристики, коэффициенты жесткости C_A и коэффициенты демпфирования η . Необходимые для расчета линейные размеры АД определены из рис. 4. Вибропреобразователи с

направлениями главных осей чувствительности по оси X , вдоль которой и проводились измерения вибраций).

Реакция системы [рис. 4, $x(t)$] на воздействие возбуждающего момента $M(t)$ определяется по соотношению [4]:

$$x(t) = \int_0^t M(t-t')h(t')dt' \quad (3)$$

или в спектральных представлениях

$$X(f) = M(f)H(f). \quad (4)$$

Здесь t, f — соответственно время и частота; $X(f), M(f)$ — преобразования Фурье функций $x(t)$ и $M(t)$; $h(t)$ и $H(f)$ — импульсная и частотная характеристики системы.

Функции в соотношении (4) комплексные и могут быть представлены в виде произведений их модулей и фазовых множителей:

$$\left. \begin{aligned} X(f) &= \bar{x}(f)\exp(j\theta_x); \\ M(f) &= \bar{M}(f)\exp(j\theta_m); \\ H(f) &= \bar{H}(f)\exp(j\theta_h). \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Спектр модулей вибрационного сигнала

$$\bar{X}(f) = \bar{M}(f)\bar{H}(f). \quad (6)$$

Для рассматриваемой системы частотная характеристика может быть получена из уравнения движения корпуса

$$J_A \ddot{\varphi} + k l_A^2 \dot{\varphi} + 2C_A l_A^2 \varphi = M(t), \quad (7)$$

где $J_A = J_C + mr^2$ — приведенный момент инерции; $\varphi = x/l$ — угловое смещение; $k = \eta \sqrt{2C_A l_A^2 J_A}$ — коэффициент сопротивления, или

$$\ddot{x} + \frac{k l_A^2}{J_A} \dot{x} + 4\pi^2 f_c^2 x = \frac{M(t) l}{J_A}, \quad (8)$$

где собственная частота колебаний системы

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2C_A l_A^2}{J_A}}.$$

Частотная характеристика определяется известными подстановками [4] из соотношения (8), ее модуль

$$\bar{H}(f) = \frac{l}{4\pi^2 J_A f_c^2} \frac{1}{\sqrt{[(1-f^2/f_c^2)^2 + \eta^2 \frac{f^2}{f_c^2}]}} \quad (9)$$

где f — текущая частота.

Таким образом, расчет вибраций АД при пуске сводится к нахождению по конструктивным параметрам и результатам электромагнитного расчета электрической машины модулей спектров момента $M(f)$ и частотной характеристики $H(f)$.

На рис. 5 представлены расчетные и экспериментальные среднеквадратичные спектры виброускорений АД типа 4A112MBY3, установленного на четырех амортизаторах типа АКСС 15М. Измерения спектров выполнены на анализаторе типа 2034 датской фирмы при длительности реализации 4 с и ширине полосы анализа 0,25 Гц.

Проанализируем полученные результаты. Прежде всего следует отметить хорошее совпадение по уровням рассчитанного и измеренного спектра вблизи собственной частоты колебаний (расчетное значение — 32 Гц,

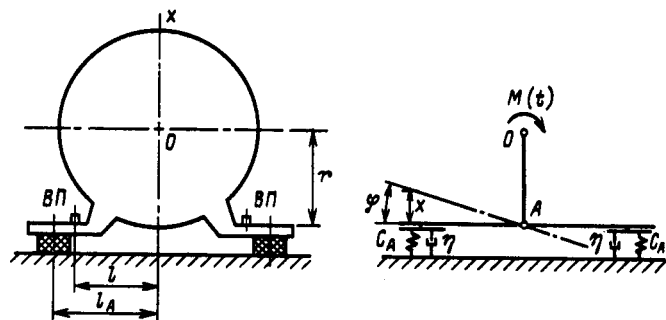


Рис. 4. Конструктивная и расчетная схема электрической машины

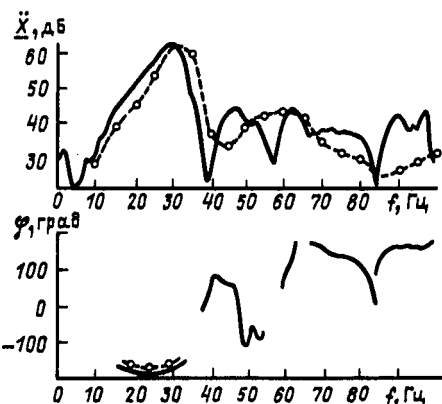


Рис. 5. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики вибраций двигателя 4A112MBY3 при пуске: — — — эксперимент; — — — расчет

эксперимент — 28,75 Гц). Удовлетворительное совпадение расчетных и экспериментальных значений наблюдается также до частоты 85 Гц. В более высокочастотном диапазоне совпадение хуже. По-видимому, это связано с тем, что не учитывались свойства жесткости амортизаторов в горизонтальном направлении, а также дополнительные составляющие момента, отмеченные выше.

На том же рис. 5 представлен и экспериментально полученный фазовый взаимный спектр для сигналов с двух ВП, который еще раз подтверждает, что колебания корпуса АД при пуске вблизи собственной частоты происходят именно по поворотной форме (-180° при ориентации главных осей чувствительности ВП, показанных на рис. 4).

Удовлетворительные совпадения расчетных и экспериментальных данных получены также для АД типа 4AA56B4Y3.

Вывод. Изложенный подход к расчетной оценке вибрации при пуске АД может быть использован для аналогичных оценок вибраций электродвигателей при работе в других динамических режимах — наброс и сброс нагрузки, реверс, торможение и др., а также анализа вибраций других видов амортизированного электрооборудования. Кроме того, на основе предложенной модели возможно прогнозирование влияния на вибрацию электрических машин различных факторов: изменения электромагнитного момента, момента сопротивления, моментов инерции, параметров амортизации

и др., что, в свою очередь, дает возможность поиска наиболее рациональных путей обеспечения требуемых уровней вибрации в разнообразных видах электрооборудования, работающего в динамических режимах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов-Смоленский А. В., Абрамкин Ю. В., Власов А. И. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах. — М.: Энергоатомиздат, 1986.

2. Власов А. И., Фисенко В. Г. Расчет вращающего момента ненасыщенной электрической машины методом проводимостей зубцовых контуров. — В кн.: Динамика электрических машин. Омск, 1984.

3. Найденко О. К., Петров П. П. Амортизация судовых двигателей и механизмов. — М.: Судпромгиз, 1962.

4. Артоболевский И. И., Боровницкий Ю. И., Генкин М. Д. Введение в акустическую динамику машин. — М.: Наука, 1979.

[03.10.89]

УДК 621.311:519.21.001.24

Вероятностное эквивалентирование параметров электрических систем в рамках корреляционного анализа

МАНУСОВ В. З., МОИСЕЕВ С. М.

Развитие электрических систем идет по пути усложнения их топологии, увеличения количества элементов, слияния районных сетей в объединенные, а последних, в свою очередь, в единую энергосистему. В этих условиях резко возрастает размерность задач анализа и синтеза электрических систем, решение которых с учетом всех факторов и в полном объеме не представляется возможным. Это обусловлено сложностью подготовки большого объема исходных данных и ограниченными возможностями вычислительных машин и человеческого восприятия.

Один из возможных путей устранения указанных затруднений заключается в замене реальной системы или ее части упрощенным эквивалентом, позволяющим для поставленных задач получить приемлемое по точности решение при существенно меньшем объеме вычислений.

Для решения проблемы неопределенности исходной информации получили развитие методы вероятностного расчета режимов электрических систем. Вероятностные расчеты предполагают определение не только математических ожиданий случайных величин, но и моментов более высокого порядка, а также функций распределения. При этом требуется значительное увеличение времени расчета и памяти ЭВМ по сравнению с детерминированными моделями, поэтому актуальна разработка методов эквивалентирования в вероятностной постановке.

Вопросы учета вероятностных свойств исходной информации в задачах эквивалентирования рассматривались в ряде работ [1—3]. Исследования проводились с использованием методов статистических испытаний, чувствительности, планирования эксперимента. Однако интерес представляет аналитический подход к решению этой задачи, когда на основе рекуррентных соотношений можно учесть случайную погрешность исходной информации в значениях эквивалентных параметров.

В [4] предложен метод вероятностного эквивалентирования, позволяющий учесть случайный характер узловых мощностей. Практический интерес представляет эквивалентирование пассивных параметров сети.

Решение этой нелинейной задачи усложняется необходимостью обязательного учета корреляционных связей узловых проводимостей. При исключении узлов в процессе эквивалентирования появляются не только новые физические связи, но и корреляционные, отражающие стохастическую взаимосвязь эквивалентных параметров. При этом, если даже исходные узловые проводимости независимы, то в результате эквивалентирования возникают новые корреляционные связи, обусловленные растворением [5] эквивалентруемых проводимостей в эквивалентных.

Математическая постановка задачи. Точность процедуры эквивалентирования принято оценивать дисперсией эквивалентных параметров. Вероятностно-эквивалентными считаются электрические системы, для которых соблюдается равенство математических ожиданий и дисперсий расчетных параметров в исходной и преобразованной схеме:

$$\bar{U}^0 = \bar{U}; D_U^0 = D_U. \quad (1)$$

Задача вероятностного эквивалентирования заключается в определении числовых характеристик вектора мощностей $\bar{S}^0$ и матрицы узловых проводимостей $\bar{Y}^0$ по заданным числовым характеристикам исходных переменных $\bar{S}, \bar{Y}$ при выполнении условия эквивалентности контролируемых параметров (1). Исходными данными являются вектор математических ожиданий узловых мощностей $\bar{S}$, матрица математических ожиданий узловых проводимостей $\bar{Y}$, матрицы корреляционных моментов мощностей K_S и проводимостей K_Y :

$$\bar{S} = \{\bar{S}_i\}; \bar{Y} = \{\bar{Y}_{ij}\}; K_S = \{k_{ij}^{(s)}\}; k_{ij}^{(s)} = K[\bar{S}_i, \bar{S}_j]; K_Y = \{k_{ij}^{(y)}\}; k_{ij}^{(y)} = K[\bar{Y}_{ij}, \bar{Y}_{sl}], i, j, s, l = \overline{1, n}.$$

Матрица корреляционных моментов проводимостей является четырехмерной, что является следствием кодирования ветви схемы замещения номерами узлов, на которые она опирается.

Вероятностное эквивалентирование при линейном моделировании электрических систем. В качестве базовой детерминированной модели примем процедуру исключения узлов эквивалентруемой системы методом

Гаусса. В процессе исключения узлов изменяются величины узловых проводимостей в преобразованной схеме, а значит и их корреляционные связи. Предлагается метод, основанный на анализе числовых характеристик всех пар проводимостей при каждом преобразовании их величин. Нелинейные преобразования аппроксимируются квадратичным полиномом или сводятся к линейным, но не явным по отношению к зависимым переменным.

Рассмотрим процедуру исключения элементов методом Гаусса поэтапно. После деления первой строки матрицы $\tilde{Y}$ на диагональный элемент для i -го элемента этой строки можно записать

$$\tilde{Y}_{li}^{(1)} = \tilde{Y}_{li} \tilde{Y}_{11}^{-1}, \quad i=2, 3, \dots, n.$$

Ограничимся его квадратичной аппроксимацией: $\tilde{Y}_{li}^{(1)} = \tilde{Y}_{11}^{-3}(\tilde{Y}_{11}^2 \tilde{Y}_{li} + \tilde{Y}_{11}^2 \tilde{Y}_{li} - \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{li} + \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{11}^2 - \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{li} \tilde{Y}_{11})$.

Математическое ожидание и центрированная величина этого элемента:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{Y}_{li}^{(1)} &= \tilde{Y}_{11}^{-3}(\tilde{Y}_{11}^2 \tilde{Y}_{li} + \tilde{Y}_{11} D[\tilde{Y}_{11}] - \tilde{Y}_{11} K[\tilde{Y}_{li}, \tilde{Y}_{11}]); \\ \tilde{Y}_{li}^{(1)} &= \tilde{Y}_{11}^{-3}(\tilde{Y}_{11}^2 \tilde{Y}_{li} - \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{li} + \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{11}^2 - \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{li} \tilde{Y}_{11} - \\ &\quad - \tilde{Y}_{11} D[\tilde{Y}_{11}] + \tilde{Y}_{11} K[\tilde{Y}_{li}, \tilde{Y}_{11}]). \end{aligned} \right\} (2)$$

В результате преобразования величин элементов первой строки изменяются их корреляционные связи:

$$K[\tilde{Y}_{li}^{(1)}, \tilde{Y}_{kl}] = \tilde{Y}_{11}^{-2}(\tilde{Y}_{11} K[\tilde{Y}_{li}, \tilde{Y}_{kl}] - \tilde{Y}_{11} K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{kl}]), \quad k=2, 3, \dots, n; \quad l=1, 2, \dots, n; \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} K[\tilde{Y}_{li}^{(1)}, \tilde{Y}_{lj}^{(1)}] &= \tilde{Y}_{11}^{-6}(\tilde{Y}_{11}^2 + D[\tilde{Y}_{11}]) \times \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{lj} D[\tilde{Y}_{11}] + \\ &+ K[\tilde{Y}_{li}, \tilde{Y}_{lj}] \tilde{Y}_{11}^2 + \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{lj} D^2[\tilde{Y}_{11}] + \tilde{Y}_{11}^2 K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{lj}] \times \\ &\times K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{lj}] - (\tilde{Y}_{11} K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{lj}] + \tilde{Y}_{lj} K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{li}]) \times \\ &\times (\tilde{Y}_{11}^2 + 2\tilde{Y}_{11} D[\tilde{Y}_{11}]), \quad i=2, 3, \dots, n; \quad j=2, 3, \dots, n. \end{aligned} \right\} (4)$$

Вычтем из второй строки матрицы первую строку, умноженную на $\tilde{Y}_{21}$:

$$\tilde{Y}_{2i}^{(0)} = \tilde{Y}_{2i} - \tilde{Y}_{21}^{(1)} \tilde{Y}_{21} = \tilde{Y}_{2i} + \tilde{Y}_{2i} - (\tilde{Y}_{21} + \tilde{Y}_{21}) \tilde{Y}_{11}^{(1)} + \tilde{Y}_{11}^{(1)}.$$

Числовые характеристики элементов второй строки после первого шага исключения получим, пренебрегая произведениями корреляционных моментов как величинами второго порядка малости:

$$\tilde{Y}_{2i}^{(0)} = \tilde{Y}_{2i} - \tilde{Y}_{21} \tilde{Y}_{11}^{(1)} - K[\tilde{Y}_{21}, \tilde{Y}_{1i}^{(1)}], \quad i=2, 3, \dots, n; \quad (5)$$

$$K[\tilde{Y}_{2i}^{(0)}, \tilde{Y}_{2j}^{(0)}] = K[\tilde{Y}_{2i}, \tilde{Y}_{2j}] - \tilde{Y}_{21} K[\tilde{Y}_{2i}, \tilde{Y}_{1j}^{(1)}] - \tilde{Y}_{1j}^{(1)} K[\tilde{Y}_{2i},$$

$$\tilde{Y}_{21}] - \tilde{Y}_{21} K[\tilde{Y}_{2j}, \tilde{Y}_{1i}^{(1)}] - \tilde{Y}_{1i}^{(1)} K[\tilde{Y}_{2j}, \tilde{Y}_{21}] + \tilde{Y}_{21}^2 K[\tilde{Y}_{1i}^{(1)}, \tilde{Y}_{1j}^{(1)}] + \tilde{Y}_{1i}^{(1)} \tilde{Y}_{1j}^{(1)} D[\tilde{Y}_{21}], \quad i=2, 3, \dots, n; \quad j=2, 3, \dots, n; \quad (6)$$

$$K[\tilde{Y}_{2i}^{(0)}, \tilde{Y}_{kl}] = K[\tilde{Y}_{2i}, \tilde{Y}_{kl}] - \tilde{Y}_{21} K[\tilde{Y}_{kl}, \tilde{Y}_{1i}^{(1)}] - \tilde{Y}_{1i}^{(1)} K[\tilde{Y}_{kl}, \tilde{Y}_{21}], \quad k=3, 4, \dots, n; \quad l=3, 4, \dots, n; \quad i=2, 3, \dots, n. \quad (7)$$

Если ограничиться линеаризацией величины $\tilde{Y}_{li}^{(1)}$, то выражение (4) значительно упростится:

$$K[\tilde{Y}_{li}^{(1)}, \tilde{Y}_{lj}^{(1)}] = \tilde{Y}_{11}^{-4}(\tilde{Y}_{11}^2 K[\tilde{Y}_{li}, \tilde{Y}_{lj}] - \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{li} K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{lj}] - \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{lj} K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{li}] + \tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{li} D[\tilde{Y}_{11}]), \quad i=2, 3, \dots, n; \quad j=2, 3, \dots, n.$$

Аналогично определяются числовые характеристики элементов остальных строк, для которых $\tilde{Y}_{1i} \neq 0$. Далее процедура исключения повторяется последовательно для всех узлов, подлежащих исключению.

Расчет вектора математических ожиданий $\tilde{I}$ и матрицы корреляционных моментов эквивалентных узловых токов $K[\tilde{I}_s, \tilde{I}_s]$ производится по выражениям

(2) — (6), если принять

$$\tilde{I}_1 = \tilde{Y}_{11}, \quad \tilde{I}_2 = \tilde{Y}_{21}.$$

Например, математическое ожидание тока второго узла после исключения первого (5) составит

$$\tilde{I}_2^{(1)} = \tilde{I}_2 - \tilde{Y}_{21} \tilde{I}_1^{(1)} - K[\tilde{Y}_{21}, \tilde{I}_1^{(1)}],$$

а его корреляционные моменты при $K_{Y1} = 0$ равны:

$$K[\tilde{I}_2^{(1)}, \tilde{I}_2^{(1)}] = K[\tilde{I}_2, \tilde{I}_2] - 2\tilde{Y}_{21} K[\tilde{I}_2, \tilde{I}_1^{(1)}] + \tilde{Y}_{21}^2 K[\tilde{I}_1^{(1)}, \tilde{I}_1^{(1)}];$$

$$K[\tilde{I}_2^{(1)}, \tilde{I}_k] = K[\tilde{I}_2, \tilde{I}_k] - \tilde{Y}_{21} K[\tilde{I}_1^{(1)}, \tilde{I}_k], \quad k=3, 4, \dots, n.$$

Выражения (2) — (6) фактически реализуют прямой ход метода Гаусса в стохастической постановке. Получение числовых характеристик эквивалентных параметров основано на анализе бинарных отношений величин при каждом некотором изменении хотя бы одной из них, т. е. после каждого преобразования элементов матрицы узловых проводимостей попарно анализируются все элементы системы и корректируются их корреляционные связи.

В методе, описанном выше, для определения числовых характеристик величин $\tilde{Y}_{li}^{(1)} = \tilde{Y}_{li}/\tilde{Y}_{11}$ использовалась квадратичная аппроксимация. Рассмотрим для решения этой задачи преобразование:

$$\tilde{Z} = \tilde{X}/\tilde{Y} \rightarrow \tilde{Y}\tilde{Z} = \tilde{X}.$$

Ставится задача по известным числовым характеристикам $\tilde{X}$ и $\tilde{Y}$ определить числовые характеристики $\tilde{Z}$.

Для математических ожиданий имеем

$$\tilde{Y}\tilde{Z} + K_{YZ} = \tilde{X}.$$

Центрированное значение случайной величины $\tilde{X}$

$$\tilde{X} = \tilde{Y}\tilde{Z} + \tilde{Y}\tilde{Z} + \tilde{Y}\tilde{Z} - K_{YZ}. \quad (8)$$

Умножая равенство (8) на величины $\tilde{X}$, $\tilde{Y}$, $\tilde{Z}$ и выполняя операцию математического ожидания, получим

$$D_X = K_{XY}\tilde{Z} + K_{ZX}\tilde{Y};$$

$$K_{XZ} = K_{YZ}\tilde{Z} + D_Y\tilde{Y};$$

$$K_{XY} = D_Y\tilde{Z} + K_{YZ}\tilde{Y}.$$

Из этих выражений следует:

$$K_{ZY} = (K_{XY} - D_Y\tilde{Z})/\tilde{Y}; \quad K_{ZX} = (D_X - K_{XY}\tilde{Z})/\tilde{Y}; \quad (9)$$

$$\tilde{Z} = \frac{\tilde{X}\tilde{Y} - K_{XY}}{(\tilde{Y}^2 - D_Y)}; \quad (10)$$

$$D_Z = \frac{D_X - 2K_{XY}\tilde{Z} + D_Y\tilde{Z}^2}{\tilde{Y}^2}. \quad (11)$$

Определим ковариацию $K[\tilde{Z}, \tilde{Y}]$, если $\tilde{V} = \frac{\tilde{W}}{\tilde{Y}}$. Исходя

из выражения для центрированного значения

$$\tilde{W} = \tilde{Y}\tilde{V} + \tilde{Y}\tilde{V} + \tilde{Y}\tilde{V} - K_{YV},$$

получим равенства

$$K_{WZ} = K_{YZ}\tilde{V} + K_{ZV}\tilde{Y};$$

$$K_{XV} = K_{YV}\tilde{Z} + K_{WZ}\tilde{Y},$$

из которых получим

$$K_{ZV} = \frac{K_{XW} - K_{WV}\bar{Z} - K_{YZ}\bar{V}\bar{Y}}{V^2}. \quad (12)$$

Если принять $\bar{Y}_{11} = \bar{Y}$; $\bar{Y}_{1i} = \bar{X}$; $\bar{Y}_{ii}^{(1)} = \bar{Z}$; $\bar{Y}_{ij}^{(1)} = \bar{V}$; $\bar{Y}_{ij} = \bar{W}$, то выражения (2) — (4) можно заменить на (10) — (12), которые и реализуют метод преобразований.

Вероятностное эквивалентирование при нелинейном моделировании электрических систем. Если все узлы исходной схемы разделить на два множества; p — множество исключаемых узлов, q — множество узлов эквивалентной схемы, то согласно преобразованиям Г. Крона можно записать:

$$\bar{Y}_s = (\bar{Y}_{qq} - \bar{Y}_{qp}\bar{Y}_{pp}^{-1}\bar{Y}_{pq}); \quad (13)$$

$$\bar{I}_s = -\bar{Y}_{qp}\bar{Y}_{pp}^{-1}\bar{I}_p + \bar{I}_q. \quad (14)$$

Ток в узле определяется как

$$I = \dot{S}/\sqrt{3}\dot{U} = (P - jQ)/\sqrt{3}(U' - jU'');$$

$$I' = \frac{PU' + QU''}{\sqrt{3}U^2}; \quad I'' = \frac{PU'' - QU'}{\sqrt{3}U^2}$$

или в матричном виде:

$$\bar{I}_y = \begin{vmatrix} \bar{I}' \\ \bar{I}'' \end{vmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} -\frac{\bar{U}''}{U^2} & \frac{\bar{U}'}{U^2} \\ \frac{\bar{U}'}{U^2} & \frac{\bar{U}''}{U^2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} -\bar{Q} \\ \bar{P} \end{vmatrix} = \bar{V}\bar{S}; \quad (15)$$

$$\bar{V} = \bar{U}^{-1} = \begin{vmatrix} -\frac{\bar{U}''}{U'} & \frac{\bar{U}'}{U''} \end{vmatrix}^{-1} \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (16)$$

Тогда (14) можно переписать в следующем виде:

$$V_s \bar{S}_s = V_q \bar{S}_q - \bar{Y}_{qp} \bar{Y}_{pp}^{-1} V_p \bar{S}_p, \quad (17)$$

где V_s , V_q , V_p — квазидиагональные матрицы. Учитывая, что $V_s = V_q$, умножим равенство (17) слева на матрицу V_s^{-1} .

$$\bar{S}_s = \bar{S}_q - V_q^{-1} \bar{Y}_{qp} \bar{Y}_{pp}^{-1} V_p \bar{S}_p. \quad (18)$$

Обозначим $\bar{H} = \bar{Y}_{qp} \bar{Y}_{pp}^{-1}$. Числовые характеристики матрицы $\bar{H}$ нетрудно рассчитать, если известны числовые характеристики обратной матрицы Y_{pp}^{-1} [6].

В выражениях (13), (14) нет ограничений на размерность матрицы $\bar{Y}_{pp}^{-1}$, поэтому для эквивалентирования задающих токов выше эта матрица состояла из одного элемента: $\bar{Y}_{pp}^{-1} = 1/\bar{Y}_{ii}$. Для расчета числовых характеристик эквивалентных мощностей примем ее размерность равной удвоенному (в результате разделения составляющих комплексов мощностей) числу связей исключаемого узла.

Математические ожидания эквивалентных мощностей из уравнения (18) равны

$$\bar{S}_s = \bar{S}_q - V_q^{-1} \bar{H} V_p \bar{S}_p$$

Поскольку преобразования линейные и принимается независимость $\bar{Y}$ и $\bar{S}$, то математические ожидания мощностей не имеют смещения и равны детерминированным эквивалентам. Подматрицами квазидиагональной матрицы V_p являются матрицы $\bar{V}$ (15), а подматрицами матрицы V_q^{-1} являются матрицы U (16). Обозначим $U_q = V_q^{-1}$. На основе выражения для центрированного значения эквивалентной мощности

$$\bar{S}_s = \bar{S}_q - U_q \bar{H} V_p \bar{S}_p - U_q \bar{H} V_p \bar{S}_p$$

получим матрицу корреляционных моментов:

$$\begin{aligned} K[\bar{S}_s, \bar{S}_s'] &= K[\bar{S}_q, \bar{S}_q'] - K[\bar{S}_q, \bar{S}_q'] V_p \bar{H}' U_q - \\ &- U_q \bar{H} V_p K[\bar{S}_p, \bar{S}_p'] + U_q K[\bar{H}, \bar{H}'] V_p K[\bar{S}_p \bar{S}_p'] V_p U_q + \\ &+ U_q \bar{H} V_p K[\bar{S}_p, \bar{S}_p'] V_p \bar{H}' U_q + U_q K[\bar{H} V_p \bar{S}_p, \bar{S}_p' V_p \bar{H}'] U_q. \end{aligned}$$

Матрицы V_p , U_q — симметричные. Обозначим $L = U_q \bar{H} V_p$ и в виду малости будем пренебрегать произведением корреляционных моментов мощностей и проводимостей:

$$K_s = K_q - K_{qp} L - L' K_{qp}' + L K_p L' + U_q^{-1} K_H U_q^{-1}.$$

Формирование корреляционных матриц, подобных K_H , приведено в [7].

Эквивалентирование электрических систем в детерминированной и вероятностной постановке является точным, если нагрузка задана узловыми токами. Для точного детерминированного эквивалентирования нагрузок, заданных в виде мощностей, необходим предварительный расчет полной схемы с целью определения V_p и U_q . Метод вероятностного эквивалентирования, рассмотренный выше, не является точным, так как для этого необходим предварительный вероятностный расчет полной схемы и напряжения в выражении (17) должны учитываться как случайные величины ($\bar{V}_p$, $\bar{V}_q$).

Пример. В связи с тем, что процесс вероятностного эквивалентирования для сложной электрической схемы не является достаточно наглядным, дадим иллюстрацию вышеизложенного на основе простой схемы (см. рисунок), взятой из [8]. Параметры сети соответствуют указанным в [8] и приняты нами в качестве математических ожиданий:

$$\begin{aligned} \bar{Y}_{12} &= j12,3; \bar{Y}_{13} = Y_{23} = j4,55; U_6 = U_3 = 115 \text{ кВ}; \\ I_1 &= 0; I_2 = I_{2a} = -1/\sqrt{3}. \end{aligned}$$

Исходные данные выражены в относительных единицах: $S_6 = 50 \text{ МВ} \cdot \text{А}$.

Дисперсия проводимостей ветвей: $D[\bar{Y}_{12}] = 0,38$; $D[\bar{Y}_{13}] = D[Y_{23}] = 0,05$. Дисперсия фазного тока $D[I_2] = 0,01/3$.

Учитывая, что $I_{1p} = 0$, $I_{2p} = 0$ и $U_3 = U_6 = 115 \text{ кВ}$, уравнения узловых напряжений принимают вид [8]:

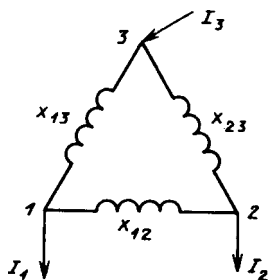
$$\begin{bmatrix} (\bar{Y}_{12} + \bar{Y}_{13}) & -\bar{Y}_{12} \\ -\bar{Y}_{12} & (\bar{Y}_{12} + \bar{Y}_{13}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{U}_{1p} \\ \bar{U}_{2p} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} I_{1a} \\ I_{2a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}.$$

Числовые характеристики собственных узловых проводимостей [2]:

$$\bar{Y}_{11} = \bar{Y}_{12} + \bar{Y}_{13} = 12,3 + 4,55 = 16,85; \bar{Y}_{22} = 16,85;$$

$$D[\bar{Y}_{11}] = D[\bar{Y}_{12}] + D[\bar{Y}_{13}] = 0,43; D[\bar{Y}_{22}] = 0,43.$$

Корреляционные моменты между проводимостями ветвей (рисунок) приняты равными нулю. Определим



корреляционные моменты между собственными и взаимными проводимостями матрицы $\tilde{Y}$:

$$K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{12}] = -D[\tilde{Y}_{12}] = -0,38; K[\tilde{Y}_{22}, \tilde{Y}_{12}] = -0,38;$$

$$K[\tilde{Y}_{11}, \tilde{Y}_{22}] = D[\tilde{Y}_{12}] = 0,38; K[\tilde{Y}_{12}, \tilde{Y}_{21}] = 0,38.$$

На основании выражения (2) получим:

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{11}^{(1)} &= 1; \tilde{Y}_{12}^{(1)} = \tilde{Y}_{11}^{-1}(\tilde{Y}_{11} \tilde{Y}_{12} + \tilde{Y}_{12} D[\tilde{Y}_{11}] - \\ &- \tilde{Y}_{11} K[\tilde{Y}_{12}, \tilde{Y}_{11}]) = -0,729; I_1^{(1)} = 0. \end{aligned}$$

Согласно (3) и (4) имеем:

$$K[\tilde{Y}_{12}^{(1)}, \tilde{Y}_{21}] = 6,1 \cdot 10^{-3}; K[I_1^{(1)}, \tilde{Y}_{21}] = 0; K[Y_{12}^{(1)}, \tilde{I}_2] = 0;$$

$$K[\tilde{Y}_{12}^{(1)}, \tilde{Y}_{22}] = -6,1 \cdot 10^{-3}; K[\tilde{Y}_{12}^{(1)}, \tilde{Y}_{12}^{(1)}] = 1,9 \cdot 10^{-4};$$

$$K[\tilde{Y}_{12}^{(1)}, \tilde{I}_1^{(1)}] = 0.$$

Числовые характеристики элементов второй строки после первого шага исключения определим по выражениям (5) и (6):

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{21} &= 0; \tilde{Y}_{22}^{(0)} = 7,877; K[\tilde{Y}_{22}^{(0)}, \tilde{Y}_{22}^{(0)}] = 0,0659; \\ K[\tilde{Y}_{22}^{(0)}, \tilde{I}_2^{(0)}] &= 0; K[\tilde{I}_2^{(0)}, \tilde{I}_2^{(0)}] = 0,01; \tilde{I}_2^{(0)} = -1. \end{aligned}$$

На основе эквивалентных параметров можно определить числовые характеристики напряжения второго узла по выражениям (10) и (11):

$$\tilde{U}_2 = \tilde{I}_2^{(0)} / \tilde{Y}_{22}^{(0)};$$

$$\tilde{U}_2 = \frac{\tilde{I}_2^{(0)} \tilde{Y}_{22}^{(0)}}{(\tilde{Y}_{22}^{(0)})^2 - D[\tilde{Y}_{22}^{(0)}]} = -0,127;$$

$$D[\tilde{U}_2] = \frac{D[\tilde{I}_2^{(0)}] + D[\tilde{Y}_{22}^{(0)}] \tilde{U}_2}{(\tilde{Y}_{22}^{(0)})^2} = 1,78 \cdot 10^{-4}.$$

Результаты для математического ожидания и дисперсии напряжения второго узла совпадают с результатами, полученными в [6] на основе вычисления числовых характеристик элементов матрицы узловых сопротивлений.

Выводы. 1. Предложенный метод вероятностного эквивалентирования позволяет учесть случайный характер режимных и схемных параметров исследуемой электрической системы и получить расчетную модель, меньшую по размерности и эквивалентную исходной в вероятностном смысле.

2. В результате эквивалентирования определяются математические ожидания и корреляционные моменты эквивалентных мощностей и узловых проводимостей. Критерием эквивалентности исходной и преобразованной схем является равенство числовых характеристик элементов векторов узловых напряжений.

3. Процедуру эквивалентирования можно трактовать как метод Гаусса решения систем уравнений в стохастической постановке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воропай Н. И. Методы эквивалентирования электроэнергетических систем при больших возмущениях (обзор): Деп. рукопись.— М.: ВИНТИ, 1973, № 6521-73.
2. Брискин И. Л., Рожнов Э. П. Метод оценки погрешности эквивалентирования при расчетах установившихся режимов электрических систем.— Изв. АН УзССР, сер. техн. наук, 1976, № 3.
3. Гусейнов Ф. Г. Упрощение расчетных схем электрических систем.— М.: Энергия, 1978.
4. Манусов В. З., Кучеров Ю. Н. Статистические модели эквивалентирования расчетных схем электрических систем.— Изв. СО АН СССР, сер. техн. наук, 1978, № 3.
5. Шакиров М. А. Преобразования и диагностика электрических цепей.— Л.: Изд-во ЛГУ, 1980.
6. Манусов В. З., Моисеев С. М. Расчет интегральных характеристик режимов при случайных изменениях пассивных и активных параметров системы электроснабжения.— Электричество, 1988, № 6.
7. Манусов В. З., Моисеев С. М. Метод расчета вероятностных характеристик токов короткого замыкания в сложных электрических системах.— Изв. СО АН СССР, серия техн. наук, 1985, № 10.
8. Электроэнергетические системы в примерах и иллюстрациях / Под ред. В. А. Веникова.— М.: Энергоатомиздат, 1983.

[22.05.89]

УДК 621.313.333:62-573.1

Однофазный асинхронный электродвигатель с повышенным пусковым моментом

АБРАМОВ А. Д., канд. физ.-мат. наук,
КУДЕЛЬКО А. Р., канд. техн. наук

Комсомольский-на-Амуре политехнический институт

Существующие конструкции однофазных с пусковой обмоткой или экранированными полюсами и питающихся от однофазной сети двухфазных конденсаторных асинхронных двигателей (1, 2) характеризуются низкими значениями пускового момента и к. п. д., требуют включения в цепи обмоток машин в зависимости от их типа резисторов, пусковых или рабочих конденсаторов,

дополнительной регулирующей и коммутационной аппаратуры (центробежных регуляторов, реле времени, тока и т. п.) с целью создания пускового момента двигателя. Кроме того, указанные обстоятельства накладывают существенные ограничения на более широкое применение однофазных асинхронных двигателей (АД) в силовом электроприводе. Как известно (3), за рубежом

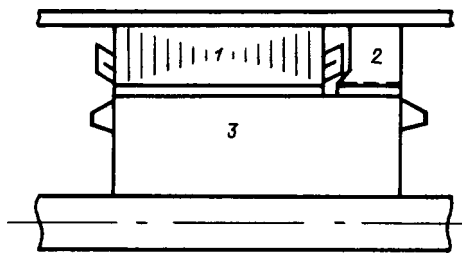


Рис. 1. Продольный разрез однофазного асинхронного двигателя: 1 — основной статор с однофазной обмоткой; 2 — дополнительные С-образные магнитопроводы; 3 — ротор

используется асинхронный электропривод с однофазными АД мощностью до 1—2 кВт, тогда как мощность выпускаемых в СССР двигателей такого типа находится в пределах нескольких сотен ватт.

Рассматриваются конструкции и принцип работы однофазного асинхронного электродвигателя (4), который характеризуется отсутствием ряда отмеченных ранее недостатков.

Особенностью конструкции АД (рис. 1) является то, что коротко-замкнутый ротор выполнен длиннее в сравнении с магнитопроводом статора с рабочей обмоткой, и в зоне, выступающей относительно статора, ротор охвачен двумя магнитопроводами, каждый из которых имеет С-образную форму и полюсные наконечники. Эти магнитопроводы жестко закреплены на немагнитном корпусе и расположены симметрично относительно оси ротора, как это представлено на рис. 2. Основной статор такой же, как и в традиционных конструкциях двигателей; он имеет однофазную рабочую обмотку, но характеризуется отсутствием пусковой обмотки.

Процесс пуска двигателя такой конструкции можно рассмотреть с использованием рис. 2, на котором показано силовое магнитное взаимодействие ротора с дополнительными С-образными магнитопроводами.

При подключении однофазной рабочей обмотки основного статора АД к сети в воздушном зазоре создается пульсирующее поле, которое наводит в коротко-замкнутой обмотке ротора э. д. с. Последнее обуславливает появление в этой обмотке синусоидального тока. Если принять, что силовые линии магнитного поля рабочей обмотки статора вертикальны, то токи в стержнях ротора в каждый момент времени имеют направления, указанные на рис. 2, или противоположные. Переменным током ротора вокруг него создается также пульсирующее поле, которое существует и во внешней зоне, где его охватывают дополнительные С-образные магнитопроводы. С учетом указанных на рис. 2 направлений токов в стержнях ротора он намагничивается в соответствии с полярностью, изображенной также на рис. 2, в одном из полупериодов тока и с противоположной полярностью — в другом. В результате полюсные наконечники дополнительных С-образных магнитопроводов намагничиваются также в соответствии с полярностью, представленной на рис. 2, или противоположной.

Взаимодействие намагниченных ротора АД и полюсных наконечников дополнительных С-образных магнитопроводов статора характеризуется следующим образом.

Верхний полюсный наконечник одного из дополнительных магнитопроводов и нижний полюсный наконечник

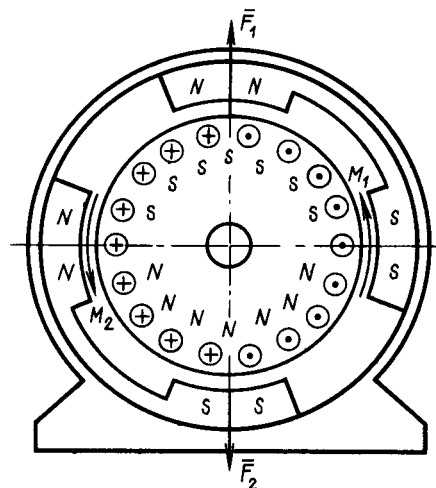


Рис. 2. Силовое взаимодействие ротора и дополнительных С-образных магнитопроводов статора

нечник другого дополнительного магнитопровода притягивают ротор с силами соответственно F_1 и F_2 (рис. 2), которые равны, противоположно направлены и взаимно компенсируются.

Взаимодействие правого полюсного наконечника одного из дополнительных магнитопроводов с ротором АД за счет того, что полюс S этого полюсного наконечника притягивает нижнюю часть ротора с полюсом N и отталкивает его верхнюю часть с полюсом S, приводит к появлению момента $\bar{M}_1$, действующего на ротор. Аналогично левый полюсный наконечник другого дополнительного магнитопровода своим полюсом N притягивает верхнюю часть ротора с полюсом S и отталкивает его нижнюю часть с полюсом N, что приводит к появлению момента $\bar{M}_2$, также действующего на ротор. Моменты $\bar{M}_1$ и $\bar{M}_2$ равны, одинаково направлены и, суммируясь, образуют дополнительный момент

$$\bar{M}_d = \bar{M}_1 + \bar{M}_2, \quad (1)$$

действующий на ротор и обусловленный его силовым взаимодействием с дополнительными С-образными магнитопроводами статора. Следует отметить, что при противоположных в сравнении с рис. 2 направлениях токов в стержнях ротора распределение магнитных полюсов меняется на противоположное, а система сил и моментов (1), действующих на ротор, сохраняется прежней.

С использованием методики анализа процессов взаимодействия токов с магнитными полями в электро-механических преобразователях электрической энергии, изложенной, например, в (5), можно показать, что дополнительный момент (1) пропорционален в данном случае квадрату тока ротора двигателя:

$$M_d = K I_r^2, \quad (2)$$

где K — коэффициент пропорциональности.

Учитывая, что в момент пуска АД при скольжении $s=1$ ток ротора в несколько раз превышает номинальный, наибольшее значение дополнительного момента (2) от взаимодействия ротора с С-образными магнитопроводами создается при $s=1$, т. е. при пуске двигателя. Указанное обстоятельство позволяет гарантировать обеспечение пуска однофазного асинхронного электродвигателя предлагаемой конструкции в том числе при необходи-

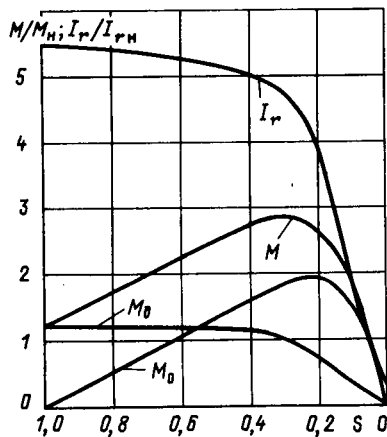


Рис. 3. Характеристики двигателя

мых значениях момента нагрузки на его валу, на уровне номинального и выше.

Зависимость дополнительного момента (3) от скольжения, полученная с использованием функции $I_r(s)$, представлена одной из характеристик на рис 3, где значения моментов и тока определены их относительными значениями. Здесь же приведена зависимость в функции скольжения полного момента двигателя рассматриваемой конструкции,

$$M = M_0 + M_d = M_0 + kI_r^2, \quad (3)$$

где M_0 — момент однофазного АД [1, 2] от взаимодействия поля однофазной рабочей обмотки статора с токами короткозамкнутого ротора, его характеристика также изображена на рис. 3.

Необходимо отметить, что и в рабочем режиме за счет рассмотренного взаимодействия ротора с полюсами дополнительных магнитопроводов создается момент (1), (2) на валу двигателя, который увеличивает его полный момент (3). Это позволяет с одной стороны уменьшить скольжение АД при одинаковой нагрузке на его валу и, как следствие снизить потери в роторе, а с другой — увеличить момент нагрузки двигателя и его мощность в номинальном режиме при тех же потерях в роторе.

Как показывает анализ, при длине вдоль оси двигателя дополнительных С-образных магнитопроводов, равной одной четверти длины основного магнитопровода статора с рабочей обмоткой, и при кратности пускового тока, равной 5 и более номинального, пусковой момент двигателя находится на уровне 1,25—1,5 его номинального момента.

Представленные на рис. 4 энергетические диаграммы характеризуют потоки энергии и их качественное соотношение при пуске и в рабочем режиме. Здесь W_{m1} , W_{m2} представляют потери энергии в меди соответственно статора и ротора; W_{c1} , W_{c2} — потери в стали основного статора с рабочей обмоткой и ротора; W_{c1d} — потери в стали дополнительных С-образных магнитопроводов; ΔW_m — потери механической энергии (здесь учитываются также добавочные потери).

Энергия W_{12} , передаваемая через воздушный зазор от основного статора с рабочей обмоткой, после исключения из нее потерь в роторе принимает значение

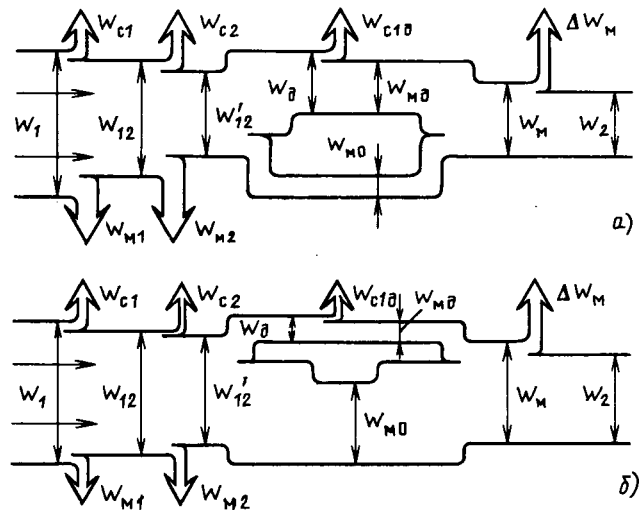


Рис. 4. Энергетические диаграммы двигателя в пусковом (а) и рабочем (б) режимах

W_{12} и распределяется на два потока. Один из них характеризуется значением механической энергии W_{m0} , идущей на создание части общей механической энергии и определяемой взаимодействием токов стержней ротора с полем рабочей обмотки основного статора, а другой — значением $W_{мд}$, которая после вычета из нее потерь энергии W_{c1d} в стали дополнительных магнитопроводов преобразовывается также в механическую $W_{мд}$, определяя другую часть общей механической энергии.

Можно отметить, что в пусковом режиме (особенно на начальной стадии пуска) основная часть механической энергии определяется взаимодействием ротора с дополнительными магнитопроводами (рис. 4,а), а в рабочем (рис. 4,б) — взаимодействием токов стержней ротора с полем рабочей обмотки основного статора. Потери энергии в дополнительных магнитопроводах в рабочем режиме двигателя за счет низких значений скольжения достаточно малы. Это обстоятельство позволяет для двигателей, работающих в длительных статических режимах, рассматривать вопрос о выполнении дополнительных магнитопроводов сплошными.

В заключение можно сделать вывод, что предлагаемая конструкция однофазного асинхронного электродвигателя обеспечивает надежный его пуск под нагрузкой в отсутствии пусковой обмотки. Усложнение технологии изготовления, дополнительные материальные и трудовые затраты, связанные с наличием в конструкции двигателя дополнительных С-образных магнитопроводов, в значительной степени компенсируются упрощением технологии изготовления основного статора и существенной экономией расхода меди за счет отсутствия пусковой обмотки. Аналогичные выводы можно сделать в отношении массо-габаритных показателей машины. При этом следует учесть, что отсутствие необходимости применения конденсаторов и дополнительной коммутирующей аппаратуры для пуска рассмотренных однофазных АД повышает надежность и снижает стоимость комплектующих двигателями предлагаемой конструкции приборов и оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. — М.: Энергия, 1980.
2. Специальные электрические машины / А. И. Бertiнов, Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин и др. — М.: Энергоатомиздат, 1982.
3. Холодильные компрессоры: Справочник / Под ред.

Н. М. Калниня. — М.: Легкая и пищевая промышленность, 1981.

4. А. С. 1436207 (СССР). Однофазный асинхронный электродвигатель / А. Д. Абрамов, А. Р. Куделько — Оpubл. в Б. И., 1988.

5. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии / Пер. с англ. — М. — Л.: Энергия, 1964.

(27.10.89)

УДК 621.313.001.24

Метод расчета магнитодвижущей силы зубцов редукторных электродвигателей

КУРАКИН А. С., инж.

Воронеж

Расчет магнитного напряжения зубцов электрических машин представляет определенные затруднения из-за необходимости учета меняющегося значения магнитной индукции в зубце по его высоте. От точности этих расчетов зависят качество и сроки выполнения проектов, а также материальные затраты, связанные с сокращением числа макетных образцов электрических машин. Особенно это относится к редукторным электродвигателям (РД) и индукторным датчикам, в которых зубцовые поля, вызванные открытыми пазами статора и ротора, являются рабочими полями.

Существующая методика расчета м. д. с. зубцов не обеспечивает необходимой точности. Для ее получения необходимо в каждом конкретном случае определить с помощью построения картины магнитного поля закон его распределения на боковой стенке зубца. Поэтому такой метод, не обеспечивающий оперативности расчетов, на практике не распространен.

Далее приводится методика расчета намагничивающей силы зубцов некоторых типов РД и индукторных датчиков, в которых числа зубцов статора и ротора одинаковы, а зубцы имеют оптимальную геометрию [1].

Магнитный поток Φ_r силовой трубки, изображенной на рис. 1, в сечениях по осям x и h' равен:

$$\Phi_r = B_\delta(x) l_a \Delta x = B_\delta(h') l_a \Delta h', \quad (1)$$

где l_a — осевая длина пакета стали; Δx , $\Delta h'$ — ширина силовой трубки по оси x и h' соответственно.

Из (1) следует уравнение распределения поля на боковой стенке зубца, выраженное через индукцию в зазоре по оси x :

$$B_\delta(h') = B_\delta(x) \frac{\Delta x}{\Delta h'}. \quad (2)$$

Индукция $B_\delta(x)$ может быть найдена с помощью метода гармонических проводимостей:

$$B_\delta(x) = F \lambda(x), \quad (3)$$

где F — м. д. с. обмотки на зубцовом делении; $\lambda(x)$ — удельная магнитная проводимость зубчатого зазора,

которая при заторможенном роторе и равных числах зубцов статора и ротора и совпадении их осей равна [2]:

$$\lambda(x) = \frac{\lambda_s(x) \lambda_R(x)}{\lambda_0} \sum_{m=0, 1, 2, \dots}^{\infty} u^m \approx \frac{\lambda_1^2(x)}{\lambda_0} \left[1 + \left(1 - \frac{\lambda_1(x)}{\lambda_0} \right)^2 \right]. \quad (4)$$

Здесь $\lambda_s(x)$, $\lambda_R(x)$ — частные удельные магнитные проводимости зазора, найденные в условиях односторонней зубчатости, соответственно статора и ротора; при равных числах зубцов статора и ротора и их параметров $\lambda_s(x) = \lambda_R(x) = \lambda_1(x)$; λ_0 — удельная магнитная проводимость гладкого зазора δ : $\lambda_0 = \mu_0/\delta$.

При оптимальной геометрии [1] магнитная проводимость $\lambda_1(x)$ в условиях односторонней зубчатости с достаточной точностью может быть определена как

$$\lambda_1(x) = \lambda_\delta + \lambda_{z1} \cos \frac{2\pi x}{t_z} - \lambda_{z3} \cos \frac{6\pi x}{t_z}, \quad (5)$$

где t_z — зубцовый шаг; λ_{z3} — амплитуда третьей гармоники магнитной проводимости зубцового слоя.

Исследования показывают, что практически при всех значениях t_z/δ эта амплитуда может быть принята равной [1]:

$$\lambda_{z3} \approx \frac{1}{4} \lambda_{z1}.$$

Влияние третьей гармоники проводимости на качество электромеханического преобразования энергии устраняется путем разворота двух полупакетов ротора на 1/6 часть зубцового деления [2]. Однако влияние этой гармоники на нагруженность магнитной цепи остается во всех случаях и его необходимо учитывать.

Сложную функцию (4) магнитной проводимости можно с большой точностью представить в виде следующих составляющих, имеющих наибольший удельный вес:

$$\lambda(x) \approx \lambda'_0 + \lambda_1 \cos \frac{2\pi x}{t_z} + \lambda_2 \cos \frac{4\pi x}{t_z} - \lambda_3 \cos \frac{6\pi x}{t_z} -$$

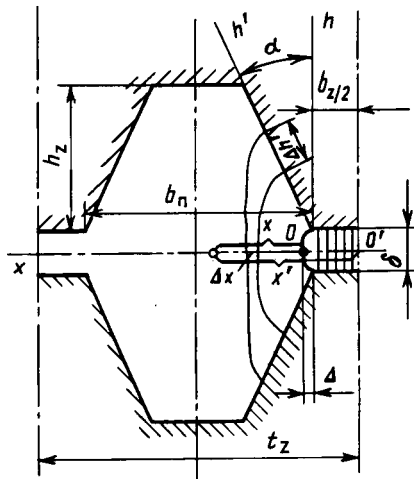


Рис. 1

$$-\lambda_4 \cos \frac{8\pi x}{t_z}.$$

(6)

Составляющие в этом выражении равны:

$$\frac{\lambda_6}{\lambda_0} = 2 \left(1 - \frac{\lambda_6}{\lambda_0}\right) \left[\frac{\lambda_6^2}{\lambda_0^2} - \frac{\lambda_{z1}^2 + \lambda_{z3}^2}{2\lambda_0^2} \left(2 \frac{\lambda_6}{\lambda_0} - 1\right) \right] + \left(\frac{\lambda_6^2}{\lambda_0^2} + \frac{\lambda_{z1}^2 + \lambda_{z3}^2}{2\lambda_0^2} \right)^2 + \frac{1}{4} \frac{\lambda_{z1}^2}{\lambda_0^2} \frac{(\lambda_{z1} - 2\lambda_{z3})}{\lambda_0};$$

$$\frac{\lambda_1}{\lambda_0} = \frac{\lambda_{z1}}{\lambda_0} \left[4 \frac{\lambda_6}{\lambda_0} \left(1 - \frac{\lambda_6}{\lambda_0}\right) + \frac{1}{2} \left(2 \frac{\lambda_6}{\lambda_0} - 1\right) \times \frac{3\lambda_{z1}^2 + 6\lambda_{z3}^2 + 4\lambda_6^2 - 3\lambda_{z1}\lambda_{z3}}{\lambda_0^2} \right];$$

$$\frac{\lambda_2}{\lambda_0} \approx \frac{\lambda_{z1}}{\lambda_0} \frac{\lambda_{z1} - 2\lambda_{z3}}{\lambda_0} \left[\frac{\lambda_6^2}{\lambda_0^2} + \frac{\lambda_{z1}^2 + \lambda_{z3}^2}{2\lambda_0^2} - \frac{\lambda_{z1}\lambda_{z3}}{2\lambda_0^2} - \left(1 - \frac{\lambda_6}{\lambda_0}\right) \left(2 \frac{\lambda_6}{\lambda_0} - 1\right) \right];$$

(7)

$$\frac{\lambda_3}{\lambda_0} = \frac{\lambda_{z3}}{\lambda_0} \left[\left(2 \frac{\lambda_6}{\lambda_0} - 1\right) \frac{\lambda_6^2 + \lambda_{z1}^2 + 0,75\lambda_{z3}^2}{\lambda_0^2} + 2 \frac{\lambda_6}{\lambda_0} \times \left(1 - \frac{\lambda_6}{\lambda_0}\right) + \frac{1}{2} \left(2 \frac{\lambda_6}{\lambda_0} - 1\right) \frac{\lambda_{z1}^2 \lambda_{z1} - 2\lambda_{z3}}{\lambda_0^2} \right];$$

$$\frac{\lambda_4}{\lambda_0} = 2 \frac{\lambda_{z3}}{\lambda_0} \left[\frac{\lambda_{z1}}{\lambda_0} \left(\frac{\lambda_6^2}{\lambda_0^2} + \frac{\lambda_{z1}^2 + \lambda_{z3}^2}{2\lambda_0^2} \right) - \left(1 - \frac{\lambda_6}{\lambda_0}\right) \times \left(2 \frac{\lambda_6}{\lambda_0} - 1\right) \right] - \frac{1}{16} \frac{\lambda_{z1} \lambda_{z1} - 2\lambda_{z3}}{\lambda_0} \frac{(\lambda_{z1} - \lambda_{z3})^2 + 2\lambda_{z3}^2}{\lambda_0^2}.$$

На рис. 2 показаны кривые гармонических составляющих уравнения (4) в зависимости от относительного зубцового деления, которые наглядно подтверждают вышесказанное.

Связь между координатами \$x\$, \$h'\$ и значением \$\lambda x / \Delta h'\$ в уравнении (2), найденная по результатам моделирования поля на электропроводящей бумаге, представлена кривыми на рис. 3 для трапециевидного паза (\$\alpha = 24^\circ\$). Эти кривые с хорошим приближением могут быть приня-

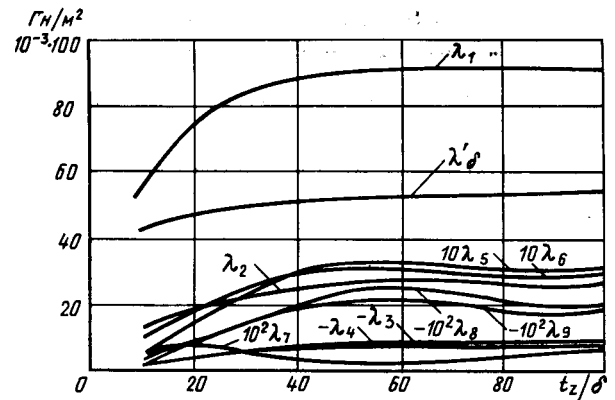


Рис. 2

ты и для прямоугольного паза. Они являются постоянными при изменении относительного раскрытия паза (\$b_n/\delta \geq 10\$) и относительного зубцового деления \$t_z/\delta\$ в широких пределах, охватывающих все возможные на практике случаи. Одна из них может быть представлена в виде гармонической функции, а другая с целью упрощения математических выкладок представлена ломаной линией:

$$\frac{\Delta x}{\Delta h'} = 0,525 + 0,475 \cos \pi \left(\frac{h'}{h_z} \cos \alpha \right);$$

$$\frac{x}{t_z} = 0,5036 \frac{h'}{h_z} \cos \alpha, \quad 0 \leq \frac{h'}{h_z} \leq 0,5;$$

$$\frac{x}{t_z} = \left(0,208 + 0,0876 \frac{h'}{h_z} \right) \cos \alpha, \quad 0,5 \leq \frac{h'}{h_z} \leq \frac{1}{\cos \alpha}.$$

(8)

При обработке результатов моделирования поля за начало отсчета по оси \$x\$ принята точка «0», которая отстоит от точки \$O'\$ на половину ширины зубца и на значение \$\Delta\$ выпучивания в паз крайней силовой трубки в месте перехода от гладкого зазора к пазу, как показано на рис. 1. Это значение определяется следующей эмпирической зависимостью:

$$\Delta = \frac{1}{4} \delta \operatorname{tg} \frac{\pi - 2\alpha}{4}, \quad (9)$$

где \$\alpha\$ — угол наклона боковой стенки зубца; для трапециевидного паза \$\alpha = 24^\circ\$ [1], для прямоугольного

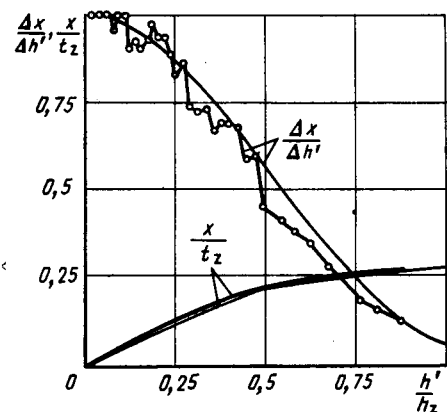


Рис. 3

паза $\alpha = \pm \pi/z$ (z — число открытых пазов, «плюс» для статора, «минус» для ротора).

Точка 0 на оси x соответствует началу отсчета на оси h' , при этом выражение (6) магнитной проводимости принимает следующий вид:

$$x' = x + \left(\frac{b_z}{2} + \Delta\right); \lambda(x) = \lambda'_0 + \sum_{n=1}^4 \lambda_n \times \times \cos n \left(\frac{2\pi x}{t_z} + \beta\right), \quad (10)$$

где λ_n — амплитуда n -й гармоники проводимости (6), взятая со знаком (λ_1, λ_2 — со знаком «плюс», λ_3, λ_4 — со знаком «минус»); β — фаза смещения, равная

$$\beta = \pi \frac{b_z + 2\Delta}{t_z}. \quad (11)$$

На рис. 4 показаны кривые распределения поля на боковой стенке зубца, найденные с помощью моделирования поля (кривая 1) и расчетным путем (кривая 2) по уравнениям (2), (8) и (10) при трапецевидном пазе, которые хорошо совпадают.

На высоте зубца h через сечение $S(h)$, равное

$$S(h) = l_a b_z k_c \left(1 + 2 \frac{h}{b_z} \operatorname{tg} \alpha\right), \quad (12)$$

проходит магнитный поток $\Phi(h)$:

$$\Phi(h) = \Phi_z + 2\Phi_c(h'), \quad (13)$$

где b_z — ширина коронки зубца; k_c — коэффициент заполнения пакета сталью; Φ_z — магнитный поток, входящий в коронку зубца;

$$\Phi_c(h') = l_a \int_{-0,5(b_z + 2\Delta)}^{0,5(b_z + 2\Delta)} B_c(x) dx; \quad (14)$$

$\Phi_c(h')$ — магнитный поток боковой стенки зубца на высоте h' .

Поскольку кривая x/t_z представлена ломаной линией (8), то и поток $\Phi_c(h')$ будет определяться двумя зависимостями на двух участках зубца:

$$\left. \begin{aligned} \Phi'_c(h') &= l_a \int_0^{h'} B'_c(h') dh', \quad 0 \leq \frac{h'}{h_z} \leq 0,5; \\ \Phi''_c(h') &= l_a \int_{0,5h_z \cos \alpha}^{h'} B''_c(h') dh', \quad 0,5 \leq \frac{h'}{h_z} \leq \frac{1}{\cos \alpha} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

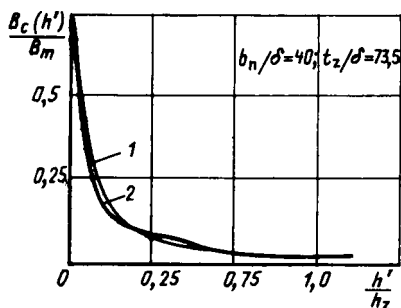


Рис. 4 Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

Здесь $B'_c(h')$, $B''_c(h')$ — индукция на боковой стенке зубца, найденная с учетом зависимостей (2), (3), (6) и (8):

$$B'_c(h') = B_m \frac{\lambda'(x)}{\lambda_0} \frac{\Delta x}{\Delta h'} = B_m \left[\frac{\lambda'_0}{\lambda_0} + \sum_{n=1}^4 \frac{\lambda_n}{\lambda_0} \cos n \times \times \left(1,0072\pi \frac{h'}{h_z} \cos \alpha + \beta\right) \right] \left[0,525 + 0,475 \times \times \cos \left(\pi \frac{h'}{h_z} \cos \alpha\right)\right]; \quad (16)$$

$$B''_c(h') = B_m \frac{\lambda''(x)}{\lambda_0} \frac{\Delta x}{\Delta h'} = B_m \frac{\lambda'_0}{\lambda_0} + \sum_{n=1}^4 \frac{\lambda_n}{\lambda_0} \cos n \times \times \left(0,1752\pi \frac{h'}{h_z} \cos \alpha + \psi\right) \left[0,525 + 0,475 \times \times \cos \left(\pi \frac{h'}{h_z} \cos \alpha\right)\right];$$

B_m — максимальная индукция в воздушном зазоре: $B_m = F\lambda_0$.

Как правило, индукция в зубцах находится за колесом кривой намагничивания стали. На этом основании все дальнейшие исследования будем проводить в предположении, что индукция в зубцах изменяется по линейному закону, как показано на рис. 5:

$$B = B_k + (B_k - B_0) \frac{H - H_k}{H_k} \quad \text{при } H \geq H_k, \quad (17)$$

где B , H — текущие значения индукции и напряженности поля в зубце; B_k , H_k — индукция и напряженность, соответствующие колену кривой намагничивания; B_0 — начальное значение индукции на оси ординат.

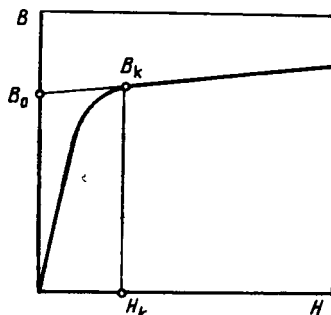
Если индукцию в зубце у его основания ($h=h_z$) выбрать равной $B=B_k$, то с уменьшением высоты h она будет возрастать и изменяться по прямой (17), а ее связь с напряженностью поля будет определяться следующим выражением:

$$B_z(h) = H_k \frac{B_z(h) - B_0}{B_k - B_0}, \quad (18)$$

где $B_z(h)$ — индукция в зубце на высоте h :

$$B'_z(h) = \frac{\Phi_z + 2\Phi'_c(h')}{S(h)}, \quad 0 \leq \frac{h'}{h_z} \leq 0,5; \quad (19)$$

$$B''_z(h) = \frac{\Phi_z + 2\Phi'_c(h_z) + 2\Phi''_c(h')}{S(h)}, \quad 0,5 \leq \frac{h'}{h_z} \leq \frac{1}{\cos \alpha};$$



$$\left. \begin{aligned} & - \varphi_1) \operatorname{ci} \varphi \left. \begin{aligned} & (0,1752n-1)\varphi_3 \\ & (0,1752n-1)\varphi_2 \end{aligned} \right] ; \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

γ, ψ, q — фазы, равные:

$$\gamma = 1,0072\varphi_1 - \beta; \quad \psi = 0,416\pi \cos \alpha + \beta; \quad q = 0,1752\varphi_1 - \psi.$$

Функции (25) и (26) легко рассчитываются на ЭВМ. При составлении программ следует иметь в виду, что интегральные функции si и ci малого аргумента, $\varphi < 1$ [$\varphi = (1,0072n-1)\varphi_1$; $(1,0072n-1)\varphi_2$; $0,1752\varphi_2$; $0,1752\varphi_3$] рассчитываются с помощью разложения в ряд [3]:

$$\begin{aligned} \operatorname{si} \varphi &= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i \varphi^{2i+1}}{(2i+1)(2i+1)!}; \quad \operatorname{ci} \varphi = \gamma + \ln \varphi + \\ &+ \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^i \varphi^{2i}}{2i(2i)!}. \end{aligned}$$

Число учитываемых членов ряда зависит от степени точности расчетов.

Максимальная индукция в зазоре для обеспечения индукции в основании зубца, равной или большей индукции насыщения, будет:

$$B_z(h=h_z) \geq B_k.$$

Индукция в сечении $S(h_z)$ определяется полным потоком Φ_{iz} на зубцовом делении

$$B_k = \frac{\Phi_{iz}}{S(h_z)}, \quad \Phi_{iz} = I_a \int_{-\delta, 5t_z}^{0,5t_z} B_\delta(x) dx = B_m I_a t_z \frac{\lambda_\delta}{\lambda_0}. \quad (27)$$

С помощью этих выражений находим:

$$B_m \geq B_k \frac{\lambda_0}{\lambda_\delta} \frac{b_z}{t_z} k_c \left(1 + 2 \frac{h_z}{b_z} \operatorname{tg} \alpha \right). \quad (28)$$

Как правило, эта индукция намного выше, чем в нормальных электрических машинах. Но при этом коэффициент насыщения зубцового слоя не превосходит общепринятых значений:

$$k_{\mu z} = \frac{F_\delta + \Sigma F_z}{F_\delta} \leq (1,2 \div 1,3).$$

В случае прямоугольных пазов на роторе угол α принимает отрицательные значения ($\alpha = -\pi/z$); зубец «подрезается», и по мере удаления от периферии площадь его сечения уменьшается. При этом наиболее нагруженным является сечение зубца у его основания. Наименее нагруженным является сечение зубца у его поверхности $h=0$. При выборе индукции в этом сечении, равной индукции насыщения, максимальная индукция в зазоре также равна B_k , что намного меньше, чем по (28) при трапециевидном пазах. Поэтому, чтобы избежать снижения энергетических показателей двигателя из-за сниже-

ния индукции в зазоре, следует избегать прямоугольных пазов на роторе.

Расчетная формула (22) м. д. с. зубца справедлива, если угол наклона стенки зубца α положителен, а значение индукции в зазоре удовлетворяет (28).

Далее приводятся результаты расчета н. с. зубца редукторного электродвигателя при трапециевидном пазах, $\alpha = 24^\circ$: высота зубца $h_z = 3,83$ мм; ширина коронки зубца $b_z = 3,174$ мм; раскрытие паза $b_n = 3,826$ мм; воздушный зазор $\delta = 0,15$ мм; зубцовый шаг $t_z = 7$ мм.

Для стали марки 2212 толщиной 0,35 мм параметры кривой намагничивания следующие [4]: $B_k = 1,42$ Тл; $H_k = 1000$ А/м; $B_0 = 1,4$ Тл; $k_c = 0,97$.

С помощью [1] находим значения составляющих магнитной проводимости воздушного зазора при односторонней зубчатости:

$$\lambda_\delta/\lambda_0 = 0,56; \quad \lambda_{z1}/\lambda_0 = 0,565; \quad \lambda_{z3}/\lambda_0 = 0,14.$$

По формулам (7) рассчитываем составляющие проводимости при двусторонней зубчатости:

$$\begin{aligned} \lambda'_\delta/\lambda_0 &= 0,53; \quad \lambda_1/\lambda_0 = 0,628; \quad \lambda_2/\lambda_0 = 0,09; \\ \lambda_3/\lambda_0 &= -0,08; \quad \lambda_4/\lambda_0 = -0,0816. \end{aligned}$$

По формуле (28) находим максимальную индукцию в зазоре:

$$B_m = 2,445 \text{ Тл.}$$

Рассчитываем фазы в уравнениях (25) и (26): $\beta = 1,446347$; $\varphi_1 = 2,9238$; $\varphi_2 = 4,3588$; $\varphi_3 = 6,0654$; $\gamma = 1,4985$; $\psi = 2,64026$; $q = -2,128$.

Функция $F(n)$, рассчитанная по (25), равна 0,0434. Магнитодвижущая сила одного зубца, найденная по (22), равна $F_z = 109$ А. Эта же м. д. с., рассчитанная с помощью моделирования поля на боковых стенках зубца, несущественно отличается от найденной и равна $F_z = 106$ А.

В то же время м. д. с. этого же зубца, рассчитанная по существующей методике для нормальных электрических машин, превосходит найденную в несколько раз. Это обстоятельство приводит к неоправданному снижению максимальной индукции в зазоре, а следовательно, полезной мощности и к. п. д. двигателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куракин А. С., Пиляев С. Н., Погодин В. Н. Оптимальная геометрия зубцовой зоны редукторных электродвигателей при трапециевидных пазах статора и ротора. — Электротехника, 1983, № 2.
2. Куракин А. С., Пиляев С. Н. Расчетное выражение магнитной проводимости воздушного зазора редукторных электродвигателей. — Электричество, 1987, № 8.
3. Справочник по специальным функциям. — М.: Наука, 1979.
4. ГОСТ 21427. 2—83 Сталь электротехническая холоднокатанная изотропная тонколистовая.

[19.05.88]

Численное решение задачи магнитостатики для области с профилированным магнитопроводом и подвижным элементом

КУДРЯШЕВА Ж. Н., канд. физ.-мат. наук,
НИКОНОВ А. И., канд. техн. наук

Уфа

Необходимым этапом проектирования электромеханических измерительных преобразователей с профилированными чувствительными элементами [1, 2] является расчетное определение параметров воздушных зазоров их магнитных систем. В известных работах, затрагивающих вопросы таких расчетов, полагается, что либо зазоры образованы неподвижными поверхностями, либо перемещающимися считают один из пары противолежащих магнитопроводов [1, 3]. Область применения результатов данных исследований охватывает далеко не все разновидности конструкций электромеханических преобразователей параметров движения. Ниже излагается способ вычисления скалярных магнитных потенциалов в трехмерной области, содержащей преобразователь перемещений, в котором подвижный элемент, располагается между неподвижными поверхностями периодически профилированной магнитной системы.

На рисунке показана область $D = A_1 A_2 \dots A_8 (\tilde{x}_1 \leq x \leq \tilde{x}_2, \tilde{y}_1 \leq y \leq \tilde{y}_2, \tilde{z}_1 \leq z \leq \tilde{z}_2)$, содержащая ферромагнитный подвижный элемент 1, а также участки профилированной 2 и гладкой 3 ветвей неподвижного магнитопровода. Участки неподвижного магнитопровода, находящиеся в смежных с областью D — вдоль оси x — зонах имеют аналогичную изображенной на рисунке форму. Поле в области D возбуждается током промышленной частоты, текущим по рабочей обмотке, размещаемой на основании магнитопровода за пределами области D [1, 2].

Положение поступательно перемещающегося элемента 1, на оси x задаваемое координатой его геометрического центра x_n ($\tilde{x}_n = x_n - \tilde{x}_1$), влияет как на индуктивность рабочей обмотки, так и на потоки зубцов ветви 2, которые могут быть снабжены вторичными обмотками. Указанные интегральные величины вычисляются по действующим значениям φ скалярных магнитных потенциалов точек D [4] для различных положений $0,5a \leq x_n \leq 1,5a$ элемента 1 в пределах шага a нанесения зубцов ветви 2. Целью анализа поля области D и является нахождение значений $\varphi(x, y, z)_D$ при заданных действующем значении намагничивающей силы F_0 рабочей обмотки, габаритных размерах D , а также размерах ее магнитопроводных частей.

Для решения поставленной задачи воспользуемся описанием распределения скалярных потенциалов поля воздушной среды в виде уравнения Лапласа, а также принципом непрерывности магнитного потока [4]. Поскольку относительная магнитная проницаемость материала элемента 1 и ветвей 2, 3 на несколько порядков превышает единицу, целесообразно принять допущение о постоянстве действующих значений соответственно $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ их скалярных потенциалов. Используем также условие практической непроницаемости потока сквозь внешние грани D , параллельные оси x [5], а также сквозь воздушные участки боковых граней $A_1 A_5 A_8 A_4$ и $A_2 A_6 A_7 A_3$ [6].

Таким образом, математическая модель распределения скалярных потенциалов области D сводится к следующей краевой задаче:

$$\frac{\partial^2 \varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi}{\partial z^2} = 0; \quad (1)$$

$$\int_S \frac{\partial \varphi}{\partial n_S} dS = 0; \quad (2)$$

$$\left. \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right|_{(\tilde{x}_1, y, z)} = \left. \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right|_{(\tilde{x}_2, y, z)} = 0; \quad (3)$$

$$\left. \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right|_{(x, y_1, z)} = \left. \frac{\partial \varphi}{\partial y} \right|_{(x, y_2, z)} = 0; \quad (4)$$

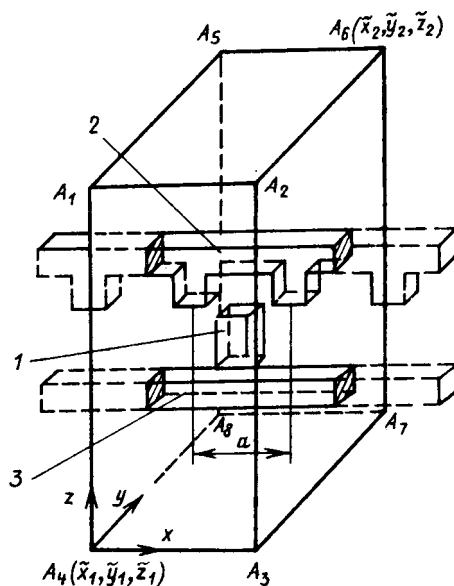
$$\left. \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right|_{(x, y, z_1)} = \left. \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right|_{(x, y, z_2)} = 0; \quad (5)$$

$$\varphi_2 - \varphi_3 = F_0; \quad (6)$$

где n_S — нормаль к поверхности S подвижного элемента.

Скалярные потенциалы нормируем [7], задавая для определенности $\varphi_3 = -0,5 F_0$.

Для решения задачи (1) — (6) используем метод сеток [8], покрывая область D множеством узловых



Профилированный магнитопровод (2, 3), подвижный элемент (1) в области D

точек (x_i, y_j, z_k) , представляющих собой пересечение координатных линий $x=x_i, y=y_j, z=z_k$. Разностная сетка имеет $(N+1)(M+1)(L+1)$ узлов, где N, M, L — число равных промежутков соответственно по осям x, y, z . Полагаем, что $(x_i - x_{i-1}) = (y_j - y_{j-1}) = (z_k - z_{k-1}) = h$. Выражения (1), (2) приводятся к следующему разностному виду:

$$\frac{\varphi_{i+1,j,k} - 2\varphi_{i,j,k} + \varphi_{i-1,j,k}}{h^2} + \frac{\varphi_{i,j+1,k} - 2\varphi_{i,j,k} + \varphi_{i,j-1,k}}{h^2} + \frac{\varphi_{i,j,k+1} - 2\varphi_{i,j,k} + \varphi_{i,j,k-1}}{h^2} = 0, \quad (ih, jh, kh) \in D \setminus \Delta_n; \quad (7)$$

$$\sum_C (\varphi_{i,j,k}^C - \varphi_i) = 0, \quad (8)$$

где C — множество узлов, внешних в D относительно занимаемого подвижным элементом объема Δ_n и смежных с поверхностью S , т. е. отстоящих от S на шаг h .

Чтобы получить разностные аналоги краевых условий (3) — (5), решение рассматриваемой задачи следует продолжить вне области определения φ еще на один шаг h за каждую из внешних границ D . Тогда в сеточной области $D' = (x_i = ih, i=0, 1, \dots, N+2; y_j = jh, j=0, 1, \dots, M+2; z_k = kh, k=0, 1, \dots, L+2)$

$$\frac{\varphi_{2,j,k} - \varphi_{0,j,k}}{2h} = \frac{\varphi_{N+2,j,k} - \varphi_{N,j,k}}{2h} = 0; \quad (9)$$

$$\frac{\varphi_{i,2,k} - \varphi_{i,0,k}}{2h} = \frac{\varphi_{i,M+2,k} - \varphi_{i,M,k}}{2h} = 0; \quad (10)$$

$$\frac{\varphi_{i,j,z} - \varphi_{i,j,0}}{2h} = \frac{\varphi_{i,j,L+2} - \varphi_{i,j,L}}{2h} = 0. \quad (11)$$

Кроме того, с учетом выражения (6) и произведенной нормировки скалярных потенциалов имеем:

$$\varphi_3 = -0,5F_0; \quad \varphi_2 = 0,5F_0. \quad (12)$$

Искомой в системе алгебраических уравнений (7) — (12) является функция $\varphi_{i,j,k}$. Задача определения зна-

чений данной функции однозначно разрешима [9]. Для решения системы (7) — (12) используется метод Зейделя, программа реализации которого составлена на языке FORTRAN для ЭВМ ЕС-1033. Получение вычисленных значений φ , соответствующих фиксированному положению ферромагнитного элемента ($0,5a \leq \tilde{x}_n \leq 1,5a$), при $N=20, M=40, L=55$ занимает не более 20 мин машинного времени (число итераций около 80).

Описанная методика анализа магнитного поля профилированных зазоров позволяет увеличить число охватываемых инженерным расчетом типов электромеханических измерительных устройств обеспечивает достаточно высокую для инженерного расчета точность определения скалярных потенциалов (приведенные погрешности имеют порядок около 10^{-2} [6]), не требуя существенных затрат машинного времени. Это дает возможность использовать данную методику при работе и на персональных ЭВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зверев А. Е., Максимов Е. П., Мясников В. А. Преобразователи перемещений в цифровой код. — Л.: Энергия, 1974.
2. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
3. Домбровский В. В. Справочное пособие по расчету электромагнитного поля в электрических машинах. — Л.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле. — М.: Высшая школа, 1978.
5. Иванов В. Т. Итерационные процессы расчета электрических полей электрохимических систем в многосвязных областях. — Электрохимия, 1976, № 10.
6. Никонов А. И., Кудряшева Ж. Н., Байгускарова С. С. Корректность введения условий непроницаемости на боковых границах зоны с профилированным магнитопроводом. — Информационный бюллетень «Алгоритмы и программы», 1989, № 11.
7. Матвеев А. Н. Электричество и магнетизм. — М.: Высшая школа, 1983.
8. Самарский А. А. Теория разностных схем. — М.: Наука, 1977.
9. Демидович Б. П., Марон И. А. Основы вычислительной математики. — М.: Наука, 1966.

[17.07.90]

УДК 621.319:541.12.012.5

Математическая модель поля электродегидратора

ГОЛОВЛЕВА В. К., канд. физ.-мат. наук,
РЕДЬКИН Г. А., канд. физ.-мат. наук

Сибирский физико-технический институт

Процесс электрического разделения жидкостных смесей можно заметно улучшить за счет применения пространственно неоднородного поля [1]. При этом эффективное электрическое поле можно сформировать в устройстве с изолированным цилиндрическим элект-

родом, плоская модель которого дана на рис. 1. При расчете характеристик такого устройства необходимо учитывать сильные неоднородности поля в рабочем пространстве и вблизи граничных поверхностей. В работе рассмотрено распределение поля в модели, пред-

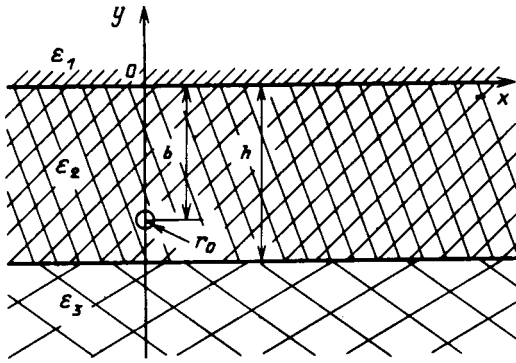


Рис. 1

ставляемой тремя диэлектрическими средами с параллельными границами, в которой внешнее поле создается линейным зарядом.

Для решения сформулированной плоской электростатической задачи применен метод интегральных уравнений Гринберга [2], основанный на том, что поле в диэлектриках можно рассматривать как поле в пустоте, образованное расчетными объемными зарядами плотностью $\rho'' = \rho + \rho'$ и расчетными поверхностными зарядами плотностью $\sigma'' = \sigma + \sigma'$, где ρ , σ и ρ' , σ' — плотности свободных и поляризационных зарядов соответственно. Так как объемную плотность ρ'' можно считать заданной — $\rho'' = (\epsilon_0/\epsilon)\rho$, то задача сводится к определению поверхностной плотности σ'' . В случае, если на поверхностях раздела нет свободных зарядов σ , для плотностей расчетных (т. е. поляризационных) зарядов на границах трех сред получены следующие уравнения (вместо σ'' вводятся σ_1 и σ_2) [2]:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_1(x) &= 2\alpha_1 \left[\epsilon_0 E_y^0 + \frac{h}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sigma_2(\xi) d\xi}{(x-\xi)^2 + h^2} \right]; \\ \sigma_2(x) &= 2\alpha_2 \left[-\epsilon_0 E_y^{01} + \frac{h}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sigma_1(\xi) d\xi}{(x-\xi)^2 + h^2} \right], \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где выражение в квадратных скобках представляет собой нормальную составляющую поля в точке, обусловленную как внешним полем, так и расчетными зарядами σ'' и ρ'' ; $\alpha_1 = (\epsilon_2 - \epsilon_1)/(\epsilon_2 + \epsilon_1)$; $\alpha_2 = (\epsilon_2 - \epsilon_3)/(\epsilon_2 + \epsilon_3)$; E_y^0 , E_y^{01} — значения нормальной составляющей внешнего поля E_n^0 на линиях раздела сред (остальные обозначения ясны из рис. 2). Применим к уравнениям (1) преобразование Фурье. При этом система (1) переходит в следующую:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\sigma}_1(u) &= 2\alpha_1 \left[\epsilon_0 \bar{E}_y^0 + \frac{e^{-h|u|}}{2} \bar{\sigma}_2(u) \right]; \\ \bar{\sigma}_2(u) &= 2\alpha_2 \left[-\epsilon_0 \bar{E}_y^{01} + \frac{e^{-h|u|}}{2} \bar{\sigma}_1(u) \right], \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $\bar{\sigma}_1$, $\bar{\sigma}_2$, $\bar{E}_y^0$, $\bar{E}_y^{01}$ — представляют собой интегралы вида

$$F(u) = \int_{-\infty}^{\infty} F(x) e^{iux} dx \quad (3)$$

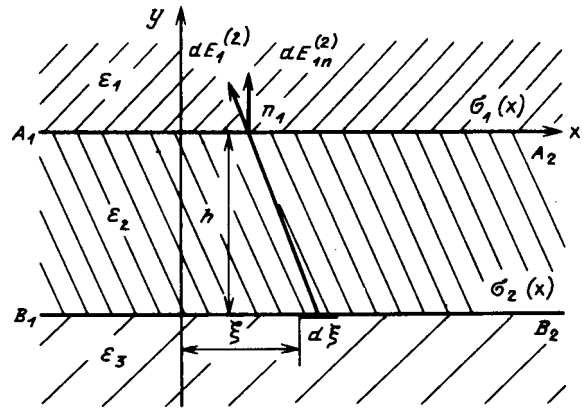


Рис. 2

Из (2) легко найти $\bar{\sigma}_1(u)$ и $\bar{\sigma}_2(u)$ и затем использовать их для расчета поля. Составляющие напряженности поля заряженной нити с координатами $x_t = 0$ и $y_t = -b$ имеют вид:

$$E_x = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_2} \frac{x}{x^2 + (y-b)^2}; \quad (4)$$

$$E_y = \frac{\tau}{2\pi\epsilon_2} \frac{y-b}{x^2 + (y-b)^2}, \quad (5)$$

где τ — плотность заряда на единицу длины нити.

Используя (3) и (5), определим на границах раздела сред $y=0$ и $y=-h$ значения составляющих поля $\bar{E}_y^0$ и $\bar{E}_y^{01}$, соответственно, и затем из (2) получим:

$$\left. \begin{aligned} \bar{\sigma}_1 &= \frac{\alpha_1 \epsilon_0}{\epsilon_2} \tau \left\{ e^{-|b||u|} + \alpha_2 e^{-h|u|} \times \right. \\ &\times \left. \frac{e^{-|b+h||u|} + \alpha_1 e^{-h|u|} e^{-|b||u|}}{1 - \alpha_1 \alpha_2 e^{-2h|u|}} \right\}, \\ \bar{\sigma}_2 &= \frac{\alpha_2 \epsilon_0}{\epsilon_2} \tau \frac{e^{-|b+h||u|} + \alpha_1 e^{-h|u|} e^{-|b||u|}}{1 - \alpha_1 \alpha_2 e^{-2h|u|}}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Составляющие поля E_x и E_y . Метод Гринберга позволяет по значениям преобразованных плотностей поляризационных зарядов $\bar{\sigma}_k$ найти «преобразование по Фурье» и истинные составляющие вектора напряженности [2]. В нашем случае

$$\left. \begin{aligned} \bar{E}_x &= \frac{i\gamma u}{2\epsilon_0} \sum_{k=1}^2 e^{-|y-a_k||u|} \bar{\sigma}_k(u); \quad \gamma_u = \frac{u}{|u|}; \\ \bar{E}_y &= \frac{1}{2\epsilon_0} \sum_{k=1}^2 e^{-|y-a_k||u|}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где a_k расстояние k -й поверхности раздела от оси x и суммирование распространяется на все поверхности раздела

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{E}_x e^{-ixu} du, \\ E_y &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{E}_y e^{-ixu} du. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

По формулам (6) — (8) вычисляются составляющие поля, создаваемые поляризационными зарядами на поверхности раздела сред:

$$E_x/c = \alpha_1 \frac{x}{x^2 + (|b| + |y|)^2} + \alpha_2 \sum_{k=0}^{\infty} (\alpha_1 \alpha_2)^k \times \\ \times \left\{ \alpha_1 \frac{x}{x^2 + (2hk + |y| + h + |b + h|)^2} + \alpha_1^2 \frac{x}{x^2 + (2hk + |y| + h + |b|)^2} + \right. \\ \left. + \frac{x}{x^2 + (2hk + |y| + h + |b + h|)^2} + \alpha_1 \frac{x}{x^2 + (2hk + |y| + h + |b|)^2} \right\}; \quad (9)$$

$$E_y/c = -\alpha_1 \frac{|b| + |y|}{x^2 + (|b| + |y|)^2} + \alpha_2 \sum_{k=0}^{\infty} (\alpha_1 \alpha_2)^k \times \\ \times \left\{ -\alpha_1 \frac{2hk + |y| + h + |b + h|}{x^2 + (2hk + |y| + h + |b + h|)^2} - \alpha_1^2 \frac{2hk + |y| + h + |b|}{x^2 + (2hk + |y| + h + |b|)^2} \pm \right. \\ \left. \pm \frac{2hk + |y| + h + |b|}{x^2 + (2hk + |y| + h + |b|)^2} \right\}, \quad (10)$$

где $c = \tau/2\pi\epsilon_2$.

При вычислении (10) учитывалось, что $\gamma_{|y|} = -1$; $\gamma_{|y+h|} = +1$ внутри диэлектрической полосы ϵ_2 ; $\gamma_{|y+h|} = -1$, вне полосы, поэтому верхний знак относится к решению внутри полосы, нижний — к решению вне ее.

Так как полное поле является суммой поля, создаваемого поляризационными зарядами на граничных поверхностях, и первичного (внешнего) поля от заряженной нити, то можно записать

$$E_{\text{полн}} = E_{\text{хвнеш}} + E_x, \quad (11)$$

где $E_{\text{хвнеш}}$ и E_x определяются формулами (4) и (9), соответственно. Аналогично определяется составляющая полного поля:

$$E_{y\text{полн}} = E_{y\text{внеш}} + E_y. \quad (12)$$

Граничные условия. Конкретизируем значения ϵ_k . В нашем случае $\epsilon_1 = \infty$, $\epsilon_2 \geq 1$, $\epsilon_3 = 1$. При этом $\alpha_1 = -1$. Если считать $y=0$ (граница между металлом и диэлектриком), то $E_{\text{хполн}}$ в соответствии с (9) и (10) обращается в нуль; $E_{y\text{полн}} \neq 0$: поле содержит только нормальную компоненту.

Если считать $y = -h$, то из (9), (10) следует, что на границе между диэлектриками тангенциальная составляющая непрерывна. Что касается нормальной составляющей, то E_y при подходе к границе изнутри диэлектрической полосы шириной h и вне ее принимает вид:

$$E_{y\text{полн}}/c = \left[\frac{|b| + h}{x^2 + (|b| + h)^2} - \frac{b + h}{x^2 + (b + h)^2} \right] (1 \mp \alpha_2) + \\ + \alpha_2 \left[\frac{|b + h|}{x^2 + (b + h)^2} - \frac{3h + |b|}{x^2 + (3h + |b|)^2} \right] + \alpha_2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \alpha_2^k \times \\ \times \left\{ \frac{2h(k+1) + |b + h|}{x^2 + [2h(k+1) + |b + h|]^2} - \frac{2h(k+1) + h + |b|}{x^2 + [2h(k+1) + h + |b|]^2} \pm \right. \\ \left. \pm \frac{2hk + |b + h|}{x^2 + (2hk + |b + h|)^2} \mp \frac{2hk + h + |b|}{x^2 + (2hk + h + |b|)^2} \right\} \quad (13)$$

В случае, если заряженная нить находится далеко от границы между диэлектриками с ϵ_2 и ϵ_3 , т. е. $|b| \ll h$, то вторая и третья группы членов выражения (13) стремятся к нулю. Последнее справедливо и для случая $x \gg 1$. Для условий $|b| \ll h$ или $x \gg 1$ (13) можно представить в виде

$$E_{y\text{полн}}/c = E_0(1 \mp \alpha_2) + ef(x, h, b, \alpha_2), \quad (14)$$

где

$$E_0 = \frac{|b| + h}{x^2 + (|b| + h)^2} - \frac{b + h}{x^2 + (b + h)^2}$$

с учетом коэффициента $i = \tau/2\pi\epsilon_0$ представляет поле от заряженной нити в воздухе над металлической плоскостью, $ef(\dots)$ — малый член. Из (14) следует, что отношение нормальных составляющих E_{y2} (в полосе ϵ_2) и E_{y3} (в полосе ϵ_3) на границе между средами равно:

$$\frac{E_{y2}}{E_{y3}} \Big|_{y=-h} = \frac{1 - \alpha_2}{1 + \alpha_2} + ef(\dots) = \frac{\epsilon_3}{\epsilon_2} + ef(\dots). \quad (15)$$

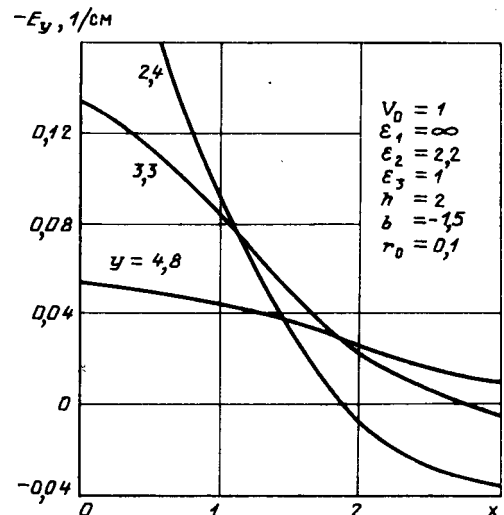
Как видно из (15), в нулевом приближении нормальная составляющая поля E_y на границе между диэлектриками испытывает скачок, определяемый известной величиной ϵ_3/ϵ_2 , при условии, что поле рассматривается достаточно далеко от места расположения зарядов.

Связь между зарядом τ и потенциалом провода V_1 . Вычислим потенциальную функцию $V(x, y)$ вдоль линии симметрии поля, т. е. вдоль прямой с координатой $x=0$, берущей начало в точке $y=0$ и оканчивающейся на проводе в точке $y=b+r_1$. В этом случае

$$V(y) = - \int_0^y E_y dy + c_1. \quad (16)$$

Используя решение (10) внутри полосы, после вычислений по (16) получим:

$$V(y)/c - c_1 = -\alpha_1 \ln(|b| + |y|) - \ln|y - b| -$$



$$-\alpha_2 \sum_{k=0}^{\infty} (\alpha_1 \alpha_2)^k \{ \alpha_1 \ln(2hk + |y| + h + |b + h|) + \alpha_2 \ln(2h(k+1) + |y| + |b|) \}. \quad (17)$$

Рассмотрим два случая.

1. Провод в воздухе над заземленной плоскостью ($\alpha_1 = -1$, $\alpha_2 = 0$). Из (17) при $y_k = b + r_1$ следует ($c_1 = 0$), что

$$V_1/c \approx \ln \frac{|2b|}{r_1}. \quad (18)$$

Из (10) и (18) получим выражение емкости провода над плоскостью

$$c' = \frac{\tau}{V_1} = \frac{2\pi\epsilon_2}{\ln \frac{|2b|}{r_1}},$$

что согласуется с известным результатом [3], если учесть, что ϵ_2 переходит в ϵ_0 .

2. Провод в полосе диэлектрика над заземленной плоскостью ($\alpha_1 = -1$, $\alpha_2 \neq 0$). Из (17) и (10) следует, что емкость равна

$$c' = \frac{2\pi\epsilon_2}{A}, \quad (19)$$

где

$$A = \ln \frac{|2b|}{r_1} - \alpha_2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \alpha_2^k \left\{ \ln(2h(k + \frac{1}{2}) + |b| + |b + h|) (-\ln(2h(k+1) + 2|b|)) \right\}.$$

Формулы (9) — (12), (18), (19) дают полное решение для плоского поля в рассматриваемой структуре. Рис. 3 иллюстрирует распределение электрического поля в третьей полосе структуры. Такие графики, построенные при различных значениях ϵ_2 и ϵ_3 , служат для анализа поля в рабочей области электродегидратора и позволяют оценить силы диполь-дипольного взаимодействия в дисперсных средах, пондеромоторное воздействие внешнего неоднородного поля на элементы разделяемой среды и, в конечном счете, эффективность электродегидратора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грановский М. С., Лавров И. С., Смирнов О. В. Электрообработка жидкостей. — Л.: Химия, 1976.
2. Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. М. — Л.: Изд. АН СССР, 1948.
3. Иосель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. Л.: Энергия, 1969.

[27.04.90]

УДК 621.373.001.24

Выбор рациональной структуры источника питания с индуктивным накопителем энергии

ГРИГОРЬЕВ И. Н.

В последнее время все более широкое применение находят мощные импульсные источники питания (ИП) с индуктивными накопителями энергии (ИНЭ) [1—3]. Преимущества источников такого типа по сравнению с традиционными источниками питания на основе емкостных накопителей заключаются в более высоких показателях по удельной энергоемкости, а также в возможности более простого охлаждения накопителя, что особенно важно при работе в длительных непрерывных режимах.

Одна из основных задач разработки такого типа ИП в силу их достаточно большой материалоемкости состоит в определении условий реализации наилучших технико-экономических показателей. В настоящей статье развивается подход [4] к выбору структуры ИП, основанный на оптимизации целевой функции, включающей в себя параметры основных узлов: зарядного устройства и накопителя. При этом производится детальный учет конкретного режима работы ИП.

На рисунке показана структурная схема ИП с ИНЭ, включающая в себя зарядное устройство ЗУ, накопитель с индуктивностью L и активным сопротивлением R , ключ K . Структура ИП для обеспечения заданной запасенной энергии может базироваться как на сочетании сравнительно более мощного ЗУ и низкодобротного накопителя (R — велико), так и на сочетании менее мощного ЗУ и высокодобротного накопителя (R — мало). Согласованный выбор параметров ЗУ и

ИНЭ может быть произведен путем оптимизации целевой функции G , отражающей приоритетное значение составляющих ИП. В качестве такой функции предлагается взять величину

$$G = c_L G_L + c_P G_P, \quad (1)$$

где G_L и G_P — массогабаритные либо стоимостные (в зависимости от цели оптимизации) показатели накопителя и зарядного устройства; c_L , c_P — весовые коэффициенты. Предполагается, что ключевой элемент остается неизменным.

Показатель G_L определяется через массу активной части ИНЭ, которая, в свою очередь, выражается через его постоянную времени $\tau = L/R$: $G_L = \xi \tau^{3/2}$,



где ξ — множитель, зависящий от геометрии накопителя.

Показатель G_p в линейном приближении пропорционален средней мощности P_{cp3Y} : $G_p = kP_{cp} = kW/T\eta$, где $W = Li_{max}^2/2$ — запасаемая в ИНЭ энергия при максимальном токе i_{max} ; T — время накопления; η — степень передачи энергии; k — коэффициент пропорциональности.

Задача выбора рациональной структуры ИП формулируется следующим образом: определить такое сочетание постоянной времени накопителя и напряжения U (или соответствующей мощности) ЗУ, при котором целевая функция (1) будет иметь наименьшее значение.

Рассмотрим режим работы ИП, состоящий в периодическом вводе и полном выводе энергии из накопителя. Закон изменения тока i в зарядном контуре и степень передачи энергии записываются в виде

$$i = \frac{U}{R} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}); \quad (2)$$

$$\eta = 0,5 \frac{1 - 2e^{-\frac{T}{\tau}} + e^{-2\frac{T}{\tau}}}{\frac{T}{\tau} - 1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}. \quad (3)$$

Здесь не учитываются потери в ключе, дополнительные потери от вихревых токов в ИНЭ, потери при выводе энергии.

В дальнейшем используем параметры: относительное время зарядки $t^* = T/\tau$ и относительное напряжение $U^* = U/U_0$. Здесь $U_0 = \sqrt{2WL}/T$ — напряжение, необходимое для зарядки накопителя при $R=0$. Указанные параметры связаны соотношением, непосредственно следующим из (2):

$$U^* = \frac{t^*}{1 - e^{-t^*}}. \quad (4)$$

При $t^* < 2$ удобно пользоваться обратным приближением (точность 1 %):

$$t^* = 3 \left[\sqrt{1 + \frac{4}{3}(U^* - 1)} - 1 \right]. \quad (5)$$

С ростом величины t^* уменьшается первый член в (1), происходит изменение кривой тока от линейной до экспоненциальной зависимости, а также снижается степень передачи энергии, т. е. увеличивается второй член в (1). После подстановки в (1) выражений (3)

и (4) из условия оптимальности $dG/dt^* = 0$ следует соотношение, определяющее рациональное сочетание параметров ЗУ и ИНЭ:

$$A = \frac{c_L \xi T^{3/2}}{c_P \frac{kW}{T}} = \frac{4}{3} U_{opt}^* \sqrt{t_{opt}^*} [t_{opt}^* - 2(U_{opt}^* - t_{opt}^*) \times (U_{opt}^* - 1)], \quad (6)$$

причем следует иметь в виду, что получаемая в результате оптимизации постоянная времени ограничена снизу условиями термической и электродинамической устойчивости накопителя.

Анализ влияния отклонений параметров от их оптимальных значений на изменение целевой функции показывает, что при $t_{opt}^* < 3$ рост целевой функции не более чем на 30 % приходится на диапазон $(0,6 \div 1,7)t_{opt}^*$. В этом интервале могут быть выбраны заводские параметры используемых устройств.

В заключение приведем конкретный пример выбора рациональной структуры источника питания с индуктивным накопителем энергии. Рассмотрим случай оптимизации по суммарной массе. В качестве исходных данных примем следующие величины: $W = 10^5$ Дж, $T = 0,1$ с, $i_{max} = 10^3$ А ($L = 0,2$ Гн), $k = 1$ т/МВт, $\xi = 10$ т/с^{3/2}, $c_L = c_P$. Параметр A , рассчитанный по заданным величинам, равен 0,32. Из (6), (4) и (3) определяются оптимальные параметры: $t_{opt}^* = 0,76$; $U_{opt}^* = 1,43$; $\eta = 0,62$. Соответствующие числовые характеристики накопителя и зарядного устройства: $\tau = 0,13$ с, $U = 2,86 \cdot 10^3$ В, $G_L = 0,47$ т, $G_p = 1,61$ т. Суммарная масса при этом минимальна и равна: $G = 2,1$ т.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Высоковольтные импульсные экситроны для периодической коммутации цепей постоянного тока / В. В. Алексеев, Л. В. Дюков, Г. А. Табаков, Ю. Д. Хромой — Электронная техника, ЭВ и ГРП, 1974, сер. 4, вып. 6.
2. Гаврилов И. М., Григорьев И. Н., Ермолович Э. С. Частотный высоковольтный импульсный генератор с индуктивным накопителем энергии. — ПТЭ, 1985, № 5.
3. Honig E. M. Generation of a 75 MW 5 kHz pulse train from an inductive energy store. — IEEE Trans. Plasma Sci., 1984, vol. PS-12.
4. Early H. C., Walker R. C. Economics of multimillion joule inductive energy storage. — AIEE Communications and Electronics, 1957, vol. 31.

[02.09.89]

УДК 621.31.019.34.001.24

Периодичность технического обслуживания электротехнических устройств, находящихся в постоянной готовности

СЫРЫХ Н. Н., канд. техн. наук

Всесоюзный научно-исследовательский институт электрификации сельского хозяйства

В сельскохозяйственном производстве используется большая номенклатура электротехнических устройств, предназначенных для защиты электроустановок от аварийных режимов, людей и сельскохозяйственных животных от электропоражений. К таким устройствам, в частности, относятся заземляющие устройства, устрой-

ства выравнивания электрических потенциалов, тепловые реле, устройства встроенной температурой защиты, фазочувствительные устройства, устройства защитного отключения и т. п. Эти устройства должны находиться в состоянии постоянной готовности на случай появления аварийной ситуации. Однако они как

и всякие технические устройства могут отказывать. Отказ этих устройств при появлении аварийной ситуации может привести к серьезным потерям, в том числе экономическим. Поэтому такие устройства нуждаются в периодической проверке их состояния. Организация и проведение регулярных проверок связаны с определенными затратами, зависящими от периодичности проведения проверок.

Таким образом, возникает задача технико-экономического обоснования периодичности проверок (технического обслуживания) устройств, используемых в своеобразном «дежурном» режиме. Характерной особенностью устройств, используемых в дежурном режиме, является возможность их функционирования в состоянии скрытого отказа. Их отказ может быть обнаружен либо в момент очередного проведения технического обслуживания (очередной проверки технического состояния), либо косвенным путем по аварийному выходу из строя защищаемого электрооборудования и электроустановок, электропоражению и т. п.

При решении сформулированной задачи технико-экономического обоснования периодичности проведения проверок (технического обслуживания) будем исходить из того, что устройства, используемые в дежурном режиме, имеют определенные показатели надежности, задаваемые функцией распределения времени их безотказной работы $F(x)$. Кроме того, на них могут воздействовать потоки аварийных ситуаций, интервалы времени между моментами появления аварийных ситуаций (перегрузок, пробоя изоляции и т. п.) являются случайными величинами, распределенными по соответствующему закону — $Q(x)$ [1]. Если рассматриваемые устройства находятся в исправном состоянии, то они успешно справляются с возникающей аварийной ситуацией. Выход из строя защищаемого электрооборудования и электроустановок, электропоражения, пожары и пр. могут иметь место только в случае неисправности самого защитного устройства.

Если принять, что в результате проведения профилактических (проверочных) мероприятий с периодичностью η или восстановительных (при отказах) работ устройства защиты полностью восстанавливают свои первоначальные показатели надежности, то их поведение можно описать регенерирующим случайным процессом со следующими возможными в произвольный момент времени t состояниями [2]:

$$X(t) = \begin{cases} S_0 - \text{устройство находится в исправном состоянии;} \\ S_1 - \text{устройство неисправно, но об этом обслуживающему персоналу неизвестно, и оно находится в состоянии скрытого отказа, поскольку аварийной ситуации не созда-} \\ \quad \text{лось;} \\ S_2 - \text{устройство находится в неплановом ре-} \\ \quad \text{монте вместо запланированной профи-} \\ \quad \text{лактической проверки, поскольку име-} \\ \quad \text{ющийся скрытый отказ до момента очеред-} \\ \quad \text{ной проверки не проявился;} \\ S_3 - \text{устройство находится в аварийном ре-} \\ \quad \text{монте (скрытый отказ самостоятельно} \\ \quad \text{проявился до момента очередной про-} \\ \quad \text{верки);} \\ S_4 - \text{устройство находится в состоянии профи-} \\ \quad \text{лактической проверки.} \end{cases}$$

Одна из возможных реализаций случайного процесса $X(t)$, описывающего поведение рассматривае-

мого устройства, приведена на рис. 1. В соответствии с [2] при длительной эксплуатации устройства ($T \rightarrow \infty$), поведение которого описывается регенерирующим случайным процессом, удельные затраты, отнесенные к единице календарного времени, определяются по выра-

$$\bar{\beta} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\bar{\beta}_{\Sigma}(T)}{T} = \sum_{i=1}^S c_i K_i, \quad (1)$$

где $\bar{S}_z(t)$ — средние суммарные затраты (потери) на интервале времени эксплуатации $[0, T]$; c_i — затраты (потери) за единицу времени, проведенного устройством в состоянии S_i ($i = 1, 2, \dots, n$); $K_i = \frac{\mathbf{M}X^{(i)}}{\mathbf{M}\bar{X}}$ — коэффициент, характеризующий долю времени, которую устройство проводит в состоянии S_i ; $\mathbf{M}X^{(i)}$ — средняя длительность пребывания устройства в состоянии S_i ; $\mathbf{M}\bar{X}$ — средняя длительность периода регенерации.

Задача определения оптимальных сроков проведения профилактических проверок рассматриваемых устройств сводится к исследованию на экстремум функции (1). Применительно к рассматриваемому случаю (рис. 1) средние длительности пребывания устройства в состояниях $S_0 - S_4$ определяются как:

$$\mathbf{M}X^{(0)} = \int_0^{\eta} \bar{F}(x) dx; \quad (2)$$

$$\mathbf{M}X^{(1)} = \int_0^\eta F(x) dx - \int_0^\eta \Phi(x) dx, \quad (3)$$

где $\Phi(x)$ — функция распределения суммы случайных величин ε_1 и ε_2 ; она находится как свертка двух функций распределения $F(x)$ и $Q(x)$, т. е.

$$\begin{aligned}\Phi(x) &= \int_0^x F(x-u) dQ(u); \\ \mathbf{M}X^{(2)} &= \bar{I}_p [F(\eta) - \Phi(\eta)],\end{aligned}\quad (4)$$

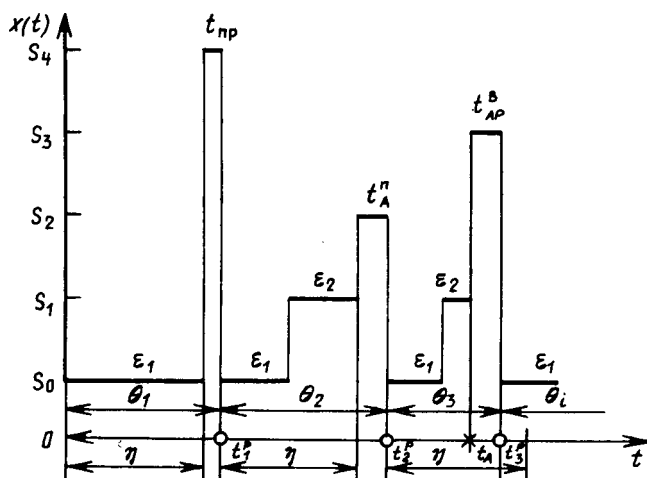


Рис. 1. Одна из возможных реализаций регенерирующего случайного процесса $X(t)$: t_1, t_2, t_3 — моменты регенерации; $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ — периоды регенерации; t_A — момент появления аварийной ситуации (проявление скрытого отказа); e_2 — случайное время работы устройства в состоянии скрытого отказа; e_1 — наработка устройства до отказа

где $F(\eta)$ — вероятность того, что на интервале времени $[0, \eta]$ произойдет отказ устройства; $[F(\eta) - \Phi(\eta)]$ — вероятность того, что появившийся на интервале времени $[0, \eta]$ отказ устройства самостоятельно не проявится (на рис. 1: $t_A^n = \bar{t}_p$, $t_{AP}^3 = \bar{t}_{a.p}$).

$$MX^{(3)} = \bar{t}_{a.p} \Phi(\eta), \quad (5)$$

где $\Phi(\eta)$ — вероятность того, что появившийся на интервале времени отказ проявляется до профилактики;

$$MX^{(4)} = \bar{t}_{n.p} \bar{F}(\eta), \quad (6)$$

где $\bar{F}(\eta)$ — вероятность того, что на интервале времени $[0, \eta]$ устройство защиты не откажет.

Средняя длительность периода регенерации

$$M\bar{X} = M\theta = MX^{(0)} + MX^{(1)} + MX^{(2)} + MX^{(3)} + MX^{(4)}. \quad (7)$$

Подставляя в уравнение (7) выражения (2) — (6), после преобразований получаем:

$$M\theta = \eta - \int_0^\eta \Phi(X) dX + (\bar{t}_{a.p} - \bar{t}_p) \Phi(\eta) + \bar{t}_p F(\eta) + \bar{t}_{n.p} \bar{F}(\eta).$$

Поскольку функционирование рассматриваемых устройств в состоянии скрытого отказа при отсутствии аварийной ситуации не приносит ущерба, то с учетом полученных выше соотношений выражение (1) принимает вид

$$\bar{z}(\eta) = \frac{(c_{a.p} \bar{t}_{a.p} - c_p \bar{t}_p) \Phi(\eta)}{M\theta} + \frac{c_{n.p} \bar{t}_{n.p} + (c_p \bar{t}_p - c_{n.p} \bar{t}_{n.p}) F(\eta)}{M\theta}, \quad (8)$$

где c_p , $c_{a.p}$, $c_{n.p}$ — затраты (потери) за единицу времени, связанные с проведением ремонта в запланированное время проведения профилактики, выполнением аварийного ремонта при проявлении отказа устройства и выполнением планового профилактического ремонта (проверки) соответственно.

Учитывая, что $c_{a.p} \bar{t}_{a.p} \approx c_{a.p}$; $c_p \bar{t}_p \approx c_p$ и $c_{n.p} \bar{t}_{n.p} \approx c_{n.p}$ из уравнения (8) имеем

$$\bar{z}(\eta) = \frac{(C_{a.p} - C_p) \Phi(\eta) + (C_p - C_{n.p}) F(\eta) + C_{n.p}}{\eta - \int_0^\eta \Phi(x) dx + (\bar{t}_{a.p} - \bar{t}_p) \Phi(\eta) + \bar{t}_p F(\eta) + \bar{t}_{n.p} \bar{F}(\eta)}. \quad (9)$$

Поскольку затраты времени на проведение профилактических проверок и аварийных ремонтов устройств во много раз меньше времени их безотказной работы, то ими можно в данном случае пренебречь. Тогда с учетом того, что

$$\eta - \int_0^\eta \Phi(\eta) dx = \eta - \int_0^\eta dx - \int_0^\eta \Phi(x) dx = \int_0^\eta \bar{\Phi}(x) dx,$$

имеем

$$\bar{z}(\eta) = \frac{(C_{a.p} - C_p) \Phi(\eta) + (C_p - C_{n.p}) F(\eta) + C_{n.p}}{\int_0^\eta \bar{\Phi}(x) dx}. \quad (10)$$

Для нахождения оптимального периода проведения планово-профилактического контроля устройства приравняем нулю первую производную от выражения (10):

$$\frac{d\bar{z}(\eta)}{d\eta} = \left[\int_0^\eta \bar{\Phi}(x) dx \right] [(C_{a.p} - C_p) \Phi'(\eta) +$$

$$+ (C_p - C_{n.p}) F'(\eta)] - \bar{\Phi}(\eta) [(C_{a.p} - C_p) \Phi(\eta) + C_{n.p} + (C_p - C_{n.p}) F(\eta)] = 0.$$

После преобразований получим:

$$\frac{C_{n.p}}{C_{a.p} - C_p} = -\Phi(\eta) + \lambda_\Phi(\eta) \int_0^\eta \bar{\Phi}(x) dx + \frac{C_p - C_{n.p}}{C_{a.p} - C_p} \left(-F(\eta) + \frac{F'(\eta)}{\bar{\Phi}(\eta)} \int_0^\eta \bar{\Phi}(x) dx \right). \quad (11)$$

Введем обозначения:

$$\alpha = \frac{C_{a.p} - C_p}{C_{n.p}}; \quad \beta = \frac{C_p - C_{n.p}}{C_{n.p}}.$$

Тогда уравнение для нахождения оптимального периода проведения контроля состояния устройства принимает вид:

$$1 = \alpha \varphi(\eta) + \beta \psi(\eta), \quad (12)$$

где

$$\varphi(\eta) = -\Phi(\eta) + \lambda_\Phi(\eta) \int_0^\eta \bar{\Phi}(x) dx; \quad (13)$$

$$\psi(\eta) = -F(\eta) + \lambda_F(\eta) \int_0^\eta \bar{\Phi}(x) dx \frac{\bar{F}(\eta)}{\bar{\Phi}(\eta)}; \quad (14)$$

$$\lambda_\Phi(\eta) = \frac{\Phi'(\eta)}{\bar{\Phi}(\eta)}; \quad \lambda_F(\eta) = \frac{F'(\eta)}{\bar{F}(\eta)}.$$

Используя полученные зависимости, можно определить оптимальный период профилактического контроля устройства. Наиболее удобно это сделать графоаналитическим способом. Процедура поиска оптимума выражения (12) подробно описана в [3] и в приведенном ниже примере.

Оптимальному периоду проведения профилактического контроля устройства соответствуют оптимальные эксплуатационные затраты. Из выражения (10) они равны:

$$\bar{z}(\eta_{\text{опт}}) = \bar{z}^*(\eta_{\text{опт}}) = \frac{1 + \alpha \Phi(\eta_{\text{опт}}) + \beta F(\eta_{\text{опт}})}{\int_0^{\eta_{\text{опт}}} \bar{\Phi}(x) dx}.$$

С учетом соотношения (12) получим:

$$\bar{z}^*(\eta_{\text{опт}}) = \alpha \varphi_1(\eta_{\text{опт}}) + \beta \psi_1(\eta_{\text{опт}}), \quad (15)$$

где

$$\varphi_1(\eta_{\text{опт}}) = \lambda_\Phi(\eta_{\text{опт}}); \quad (15a)$$

$$\psi_1(\eta_{\text{опт}}) = \lambda_F(\eta_{\text{опт}}) \frac{\bar{F}(\eta_{\text{опт}})}{\bar{\Phi}(\eta_{\text{опт}})}; \quad (15b)$$

$$\lambda_F(\eta_{\text{опт}}) = \frac{F'(\eta_{\text{опт}})}{F(\eta_{\text{опт}})}; \quad \lambda_\Phi(\eta_{\text{опт}}) = \frac{\Phi'(\eta_{\text{опт}})}{\Phi(\eta_{\text{опт}})}.$$

Заметим, что если профилактический контроль не проводить, эксплуатационные затраты определяются по выражению

$$\bar{z}(\infty) = \frac{C_{a.p}}{\int_0^\infty \bar{\Phi}(x) dx}. \quad (16)$$

Сравнивая эксплуатационные затраты, вычисленные по формулам (15) и (16), можно определить экономическую эффективность перехода к стратегии планово-профилактического обслуживания (контроля) рассматриваемых устройств.

За счет введения профилактического контроля улучшаются также показатели надежности функционирования устройств. Оценим эти показатели вероятностью того, что появившаяся аварийная ситуация будет предотвращена при пуассоновском потоке появления аварийных ситуаций. Для этого рассмотрим интервал времени η . Допустим, в момент времени x ($x < \eta$) устройство отказало. На участке $[0, x]$ устройство было исправным, и поэтому все возникшие аварийные ситуации им предотвращались. Среднее число появившихся аварийных ситуаций, предотвращенных устройством, равно $\lambda_Q x$. После момента времени x до момента времени η первая же аварийная ситуация устройством не предотвращается. Вероятность этого события, которое в данном случае можно рассматривать и как среднее число аварийных ситуаций от момента времени x до вмешательства человека, равна $Q(\eta - x)$. Следовательно, вероятность предотвращения аварийных ситуаций определяется отношением

$$\frac{\lambda_Q x}{\lambda_Q x + Q(\eta - x)}.$$

Таким образом, если устройство отказало до момента проведения планово-предупредительной профилактики η , то вероятность предотвращения аварии будет определяться выражением

$$\int_0^{\eta} \frac{\lambda_Q x}{\lambda_Q x + Q(\eta - x)} dF(x).$$

Если устройство не отказало до момента времени проведения профилактики [вероятность этого события $\bar{F}(\eta)$], то вероятность предотвращения аварии равна единице. Поэтому вероятность того, что авария устройством будет предотвращена, определяется выражением

$$\begin{aligned} \bar{P}_{\text{ав}} &= \bar{F}(\eta) + \int_0^{\eta} \frac{\lambda_Q x}{\lambda_Q x + (1 - e^{-\lambda_Q(\eta - x)})} dF(x) = \\ &= \bar{F}(\eta) + \lambda_Q \int_0^{\eta} \frac{x dF(x)}{1 + \lambda_Q x - e^{-\lambda_Q(\eta - x)}}. \end{aligned} \quad (17)$$

Если профилактический контроль устройства не проводить ($\eta = \infty$), то вероятность того, что авария будет предотвращена,

$$\bar{P}_{\text{ав}}^{\infty} = \lambda_Q \int_0^{\infty} \frac{x dF(x)}{1 + \lambda_Q x}.$$

Сравнивая величины $\bar{P}_{\text{ав}}$ и $\bar{P}_{\text{ав}}^{\infty}$, можно оценить эффективность профилактического контроля таких устройств с точки зрения повышения надежности их функционирования.

По изложенной методике, реализованной на ЭВМ, выполнены массовые расчеты по определению функций $\varphi(\eta^*)$, $\psi(\eta^*)$, $\varphi(\eta_{\text{опт}}^*)$, $\psi(\eta_{\text{опт}}^*)$ и $\bar{P}_{\text{ав}}$ при широком диапазоне изменения исходных данных: $F(x)$ и λ_Q . При этом в качестве статистической модели надежности защитных устройств принята функция распределения Эрланга, поскольку многие встречающиеся на прак-

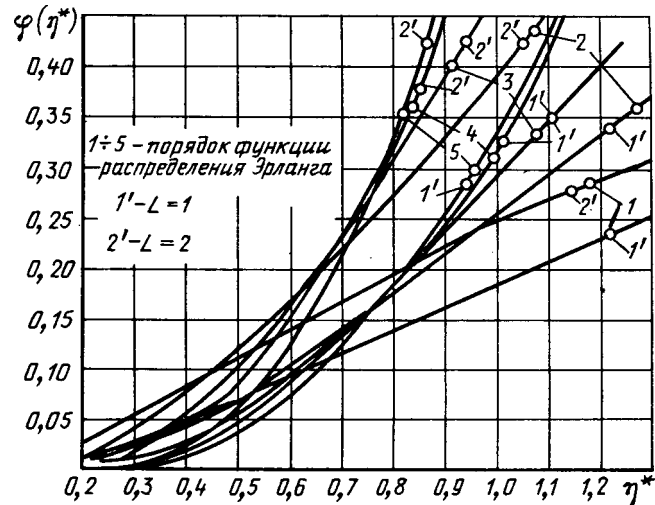


Рис. 2. Зависимости $\varphi(\eta^*)$ при различных показателях надежности устройств и интенсивностях потока аварийных ситуаций

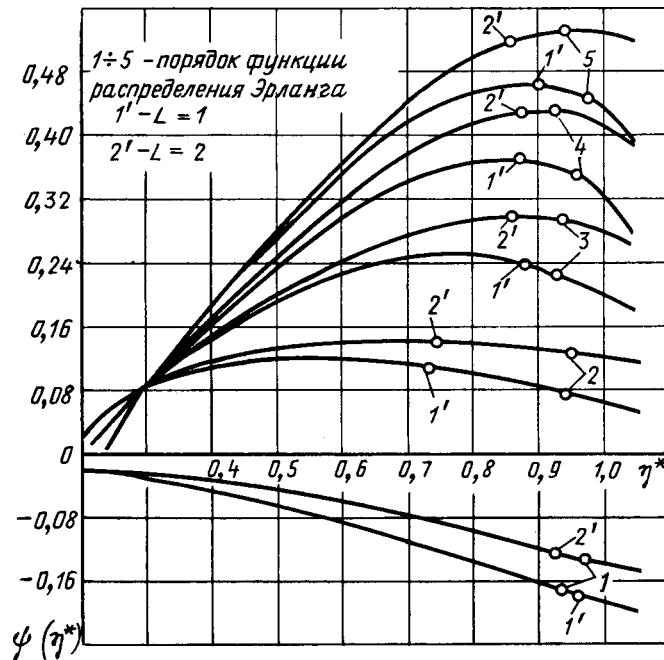


Рис. 3. Зависимости $\psi(\eta^*)$ при различных показателях надежности

тике функции распределения времени безотказной работы устройств допускают хорошую аппроксимацию этим распределением или с помощью линейных комбинаций нескольких функций распределения Эрланга. Некоторые из полученных результатов приведены на рис. 2 и 3 и в таблице. На рисунках приведены зависимости, построенные по выражениям (13) и (14), для нормированных ($T_{\text{ср}}=1$) функций распределения Эрланга различных порядков

$$L = \lambda_Q T_{\text{ср}} \text{ и } \eta^* = \eta / T_{\text{ср}}.$$

Для этих же условий в таблице приведены значения функций, полученных из выражений (15а) и

Определяемые функции	k	L	$\eta_{\text{опт}}^*$						
			0,25	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	∞
$\varphi_1(\eta_{\text{опт}})$	1	1	0,200	0,333	0,429	0,500	0,556	0,600	1,00
		2	0,362	0,565	0,691	0,775	0,833	0,874	1,00
$\psi_1(\eta_{\text{опт}})$		1	0,800	0,667	0,571	0,500	0,444	0,400	0
		2	0,819	0,718	0,655	0,613	0,584	0,563	0,500
$\bar{p}_{\text{ав}}^{\eta_{\text{опт}}}$		1	0,887	0,796	0,721	0,661	0,612	0,572	0,404
		2	0,890	0,804	0,738	0,688	0,650	0,622	0,539
$\varphi_1(\eta_{\text{опт}})$	2	1	0,083	0,229	0,370	0,489	0,586	0,665	1,00
		2	0,154	0,400	0,621	0,800	0,943	1,06	2,00
$\psi_1(\eta_{\text{опт}})$		1	0,611	0,771	0,756	0,681	0,591	0,503	0
		2	0,615	0,800	0,828	0,800	0,755	0,706	0
$\bar{p}_{\text{ав}}^{\eta_{\text{опт}}}$		1	0,968	0,901	0,826	0,755	0,693	0,641	0,445
		2	0,969	0,906	0,839	0,779	0,730	0,692	0,596
$\varphi_1(\eta_{\text{опт}})$	3	1	0,038	0,169	0,333	0,487	0,614	0,714	1,00
		2	0,071	0,300	0,572	0,819	1,03	1,19	2,00
$\psi_1(\eta_{\text{опт}})$		1	0,400	0,774	0,876	0,815	0,691	0,555	0
		2	0,401	0,791	0,938	0,938	0,872	0,784	0
$\bar{p}_{\text{ав}}^{\eta_{\text{опт}}}$		1	0,989	0,943	0,874	0,799	0,729	0,670	0,462
		2	0,989	0,946	0,884	0,819	0,764	0,720	0,619
$\varphi_1(\eta_{\text{опт}})$	4	1	0,018	0,126	0,305	0,486	0,638	0,754	1,00
		2	0,034	0,231	0,532	0,833	1,09	1,30	2,00
$\psi_1(\eta_{\text{опт}})$		1	0,246	0,734	0,962	0,962	0,767	0,580	0
		2	0,246	0,745	1,02	1,05	0,962	0,826	0
$\bar{p}_{\text{ав}}^{\eta_{\text{опт}}}$		1	0,996	0,964	0,902	0,825	0,749	0,685	0,471
		2	0,996	0,996	0,909	0,843	0,782	0,734	0,630
$\varphi_1(\eta_{\text{опт}})$	5	1	0,009	0,097	0,282	0,486	0,659	0,787	1,00
		2	0,017	0,180	0,497	0,844	1,15	1,39	2,00
$\psi_1(\eta_{\text{опт}})$		1	0,146	0,676	1,03	1,02	0,827	0,589	0
		2	0,146	0,682	1,07	1,15	1,03	0,845	0
$\bar{p}_{\text{ав}}^{\eta_{\text{опт}}}$		1	0,998	0,976	0,920	0,842	0,763	0,694	0,476
		2	0,998	0,978	0,926	0,859	0,794	0,742	0,637

(156), которые при заданных значениях коэффициентов α и β позволяют оценить эффективность планово-предупредительной стратегии обслуживания устройств, функционирующих в дежурном режиме.

Проиллюстрируем применение изложенной методики на следующем примере. Пусть устройство УВТЗ-1М предназначено для защиты электродвигателя. Показателя надежности УВТЗ-1М: закон распределения времени безотказной работы эрланговский 2-го порядка ($k=2$) со средней наработкой до отказа 1 год ($T_{\text{ср}}=1$ год). Поток аварийных ситуаций, действующих на защищаемый электродвигатель, пуассоновский с интенсивностью $\lambda_Q=2$ год⁻¹. Затраты на профилактическую проверку состояния УВТЗ-1М примем равными единице, т. е. $C_{\text{п.р}}=1$. Затраты на устранение отказа самого устройства $C_{\text{р}}=1,6 C_{\text{п.р}}$. Затраты, связанные с аварийным отказом устройства, $C_{\text{а.р}}=9,6 C_{\text{п.р}}$.

При этих условиях $\alpha=8$; $\beta=0,6$. Из рис. 2 и 3 при $\eta_{\text{опт}}^*=0,5$ имеем: $8 \cdot 0,115 + 0,6 \cdot 0,126 = 0,996 \approx 1$. Следовательно, оптимальный период профилактической про-

верки УВТЗ-1М составляет $\eta_{\text{опт}} = \eta_{\text{опт}}^* T_{\text{ср}} = 0,5$ года. Из таблицы следует, что оптимальные эксплуатационные затраты в этом случае составят: $8 \cdot 0,4 + 0,6 \cdot 0,8 = 3,68$ ед., а вероятность предотвращения аварии (выхода из строя электродвигателя) $\bar{p}_{\text{ав}}^{\eta_{\text{опт}}} = 0,91$. Если профилактическую проверку УВТЗ-1М не проводить ($\eta = \infty$), то эти показатели будут $\bar{3}^*(\infty) = 8 \cdot 2 = 16$ ед., $\bar{p}_{\text{ав}}^{\infty} = 0,6$. Эффективность планово-предупредительной стратегии обслуживания устройства достаточно высокая.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. — М.: Наука, 1969.
2. Барзилович Е. Ю., Каштанов В. А. Некоторые математические вопросы теории обслуживания сложных систем. — М.: Советское радио, 1971.
3. Сырых Н. Н. Обеспечение надежности функционирования сельских электроустановок периодическим контролем их состояния. — Сб. научных трудов ВИЭСХ, 1989, т. 72.

Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1990 г.

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА		
Ронинсон А. Д. Общее решение магнитостатических и электрических задач для поляризованных оболочек	1	39
Ерихов М. М. Условия существования режима непрерывного тока в линейных импульсных электрических цепях	1	79
Баранов М. И., Бондина Н. Н. Расчет активного сопротивления и индуктивности цилиндрического проводника с импульсным током	1	81
Камзолов С. К., Мухай А. Н., Сидоров С. В. Электротермические процессы в конструкциях с неоднородной проводимостью при импульсах тока	1	87
Зирка С. Е. Намагничивание проводящего листа с нелинейной магнитной проницаемостью импульсом прямоугольного напряжения	2	72
Реуцкий С. Ю. Расчет полей методом разложения по функциям Грина	2	76
Батыгин Ю. В. Расчет распределения магнитного поля в тонкостенной ферромагнитной пластине методом возмущений	2	78
Хусаинов Ш. Н. Улучшенный вариант метода главных контурных токов	2	81
Ерихов М. М. Расчет установившегося режима граничнонепрерывного тока в управляемом выпрямителе	2	83
Филаретов В. В. Неявный принцип наложения и анализ линейных электрических цепей	3	37
Гусейнова Т. И., Каганов З. Г., Крайнова Т. М., <u>Фрадкин Б. М.</u> Электромагнитное поле распределенного источника	4	76
Лепехин Н. М., Ермолович Э. С. Анализ зарядного устройства, работающего в периодическом режиме при неизменной мощности, потребляемой из сети	4	79
Шахтарин Б. И., Курочка Б. Я. Динамические характеристики кусочно-линейной фазовой автоматической системы	5	45
Захаров В. П., Кислицев А. В., Кривопустов А. В., Мосолов А. Ю. Электромагнитное поле экранирования двухпроводной линии	5	50
Быков Ю. М. Графоаналитический метод расчета сложной нелинейной цепи и их некоторые свойства	5	73
Смолкин Р. Д., Сайко О. П. Расчет магнитного поля в рабочей зоне Ш-образных магнитных систем электромагнитных железоотделителей	6	35

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Бойко В. К., Наркун З. М. Расчет электрической емкости системы параллельных бесконечно длинных проводов круглого сечения	6	76
Израилев Р. А., Микуцкий Г. В. Определение полосы пропускания конденсаторных устройств присоединения	6	79
Носов Г. В., Эськов В. Д. К расчету эквивалентной глубины скин-слоя при импульсных токах	6	82
Сегаль А. М. Электродинамические силы в шинах с учетом эффекта близости	6	84
Захаров В. П., Кислицев А. В., Кривопустов А. В., Мосолов А. Ю. Внутреннее поле экранированной двухпроводной линии	7	79
Золотов О. А., Казанцев В. П. Вариационный метод аналитической аппроксимации емкости плоского конденсатора с круговыми пластинами	7	81
Демиденко С. К., Замидра А. И., Трохименко А. И. Анализ электродинамических и энергетических характеристик моделей магнитных систем с квазибесселевым распределением тока	7	83
Крайчик Ю. С. Метод симметричных составляющих как разновидность метода разложения Фурье	8	57
Ивлиев Е. А., Липатов В. В. Магнитное поле электрического диполя в трехслойной среде	8	61
Поляков Н. П., Синенко В. В. Увеличение удельной энергии, коммутируемой магнитным звеном сжатия	8	71
Подольский А. В. Об одном численном решении задачи о намагниченности ферромагнетика	8	80
Пивоваров Л. В. Кондукционное электромагнитное устройство	9	1
Кешишьян В. А. Методика вычислений коэффициентов ряда Фурье с помощью кусочно-постоянных функций в задачах анализа электрических цепей	9	80
Алексеев А. В., Балтаханов А. М. Емкостный накопитель энергии для формирования импульса тока в рельсотронном ускорителе	10	36
Васецкий Ю. М. Описание электромагнитного поля в системах с криволинейной пространственной осью	10	55
Калихман С. А. Переходные процессы при индукционном ускорении плоских тел	10	89
Верлань А. Ф., Биленко В. И., Передерий П. Т. Интегроаппроксимационный алгоритм анализа переходных процессов в нелинейных электрических цепях	11	45
Бородулин М. Ю. Фильтрация колебательных составляющих свободного процесса		

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

при численном интегрировании дифференциальных уравнений линейных электрических цепей 11 49

Ким К. К. Регулирование питающего напряжения индукционного ускорителя при минимизации его длины и времени разгона 11 59

Петленко Б. И., Дергачев А. Е. Оптимизация комбинированного электромагнитного экрана по массе 11 62

Власов С. П. К вопросу определения мощности потерь в активном многополюснике, обусловленной токами нагрузочных ветвей 11 65

Исхаков А. С., Обухов С. Г., Ушаков А. В. Управление внешней характеристикой источника электропитания 11 67

Миронов В. Г., Стахив П. Г. Перспективы использования диакотического подхода при анализе динамических режимов электрических цепей 12 50

Кудряшева Ж. Н., Никонов А. И. Численное решение задачи магнитостатики для области с профилированным магнитопроводом и подвижным элементом 12 75

Головлева В. К., Редькин Г. А. Математическая модель поля электродегидратора 12 76

ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

Тареев Б. М., Месенжник Я. З., Прут Л. Я., Старков С. Т. Влияние длительной эксплуатации полиимидно-фторопластовой изоляции в термобарических условиях на ее электрическую прочность 4 74

Соловьев Ю. А., Сорокин С. Б. Радиационно-стимулированный акустический отклик электроизоляционных материалов 5 76

Казанчян Г. П., Ликах С. Ф. Барьеры с повышенной диэлектрической проницаемостью в полимерной монолитной электрической изоляции 6 65

Панькин В. М. Аппроксимация усредненной кривой намагничивания электротехнической холоднокатанной анизотропной стали 6 68

Ершов Р. Е. Зависимость потерь на гистерезис в ферромагнетике от амплитуды магнитной индукции 8 74

Ермуратский П. В., Тареев Б. М. Взаимно-матричные модели неоднородных структур 8 77

Маслов В. В., Ртищев О. Ю., Строганов А. А. Расчет поглощенной энергии при взаимодействии электромагнитного излучения в диапазоне 0,01—10,0 МэВ с электроизоляционным материалом 9 57

Божко И. В., Примаков А. В., Фальковский Н. И., Троицкий С. Р. Поверхностная электрическая прочность твердых диэлектриков при высоких температурах 9 76

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Месенжник Я. З., Прут Л. Я., Гнедин А. А., Бугрова Л. Д. Исследование аварийно-профилактических ремонтов изоляции электропогружных установок для добычи нефти в условиях Западной Сибири 10 84

ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Баринов В. А., Совалов С. А. Развитие методов управления режимами электроэнергетических систем 1 1

Джагаров Н. Ф. Расчет переходных процессов в электрических системах со сложной структурой сети 1 9

Гуревич Ю. Е., Файбисович Д. Л., Хвощинская З. Г. Особенности электрообеспечения промышленных предприятий с непрерывными технологическими процессами 1 16

Ольшванг М. В., Рычков Е. В., Аналишвили К. Е., Чуприков В. С. Фильтрокомпенсирующие цепи статических компенсаторов 1 23

Веников В. А., Асамбаев С. Н., Маналь Заки. Разработка показателей быстрых оценок динамической устойчивости электрических систем 1 55

Левинуш А. И., Катунян В. И. Исследование на математической модели параметрического резонанса на второй гармонике для анализа релейной защиты ВЛ 1 57

Шевченко А. Т. Обоснование схемы выдачи мощности электростанций 2 14

Наймарк Г. В. Коммутация разрядника с искажением поля 2 55

Шумский А. Л. Упрощенные дифференциальные защиты с магнитодиэлектрическими трансреакторами для автономных электроустановок 2 58

Левинуш А. И., Катунян В. И., Травина Ю. Я. Физическое моделирование параметрического резонанса на второй гармонике для анализа работы релейной защиты ВЛ 2 64

Преображенский А. С., Сариев И. С., Топельберг В. В. Анализ пусковых режимов работы электропередачи постоянного тока с автономным инвертором напряжения 2 67

Глазунов А. А., Таслимов А. Д. Унификация сечений токоведущих жил кабелей городских распределительных электрических сетей 3 1

Левинуш А. И., Ужегов В. Т., Катунян В. И. Математическое моделирование реле направления мощности обратной последовательности для исследования его поведения при параметрическом резонансе в 3 6

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Богатырев Л. Л., Паздерин А. В. Применение метода наименьших квадратов для решения задач АСДУ энергосистемами	3	11
Кириевский Е. В., Михайлов В. В., Ханжиев А. С. Перспективы построения гибких релейных защит с перестраиваемой архитектурой для автономных энергосистем	3	18
Азизов Э. А., Лотоцкий А. П. Структура и оптимальные параметры секционированных индуктивных накопителей для импульсного питания больших магнитов	3	25
Абдул-заде В. М., Алиев Д. Г., Гусейнов А. М. Выбор настроек АРВ генераторов по результатам анализа статической устойчивости энергосистемы	3	54
Смирнов К. А. Упрощенный метод расчета статической устойчивости сложных электроэнергетических систем	3	58
Жуков В. В. Учет комплексной нагрузки при расчете токов коротких замыканий в электроустановках высокого напряжения	3	63
Чуприков В. С. Управление статическим тиристорным компенсатором для линий электропередач	4	1
Саушев А. В. Метод построения границы области работоспособности электротехнических объектов	4	14
Азизов Э. А., Иванов И. А., Лотоцкий А. П. Каскадные системы с индуктивными накопителями	4	35
Захаркин О. В., Путилова А. Т. Экспресс-оценка статической устойчивости линий в сложной электроэнергетической системе	4	59
Дударев Л. Е., Волошек И. В. К анализу переходных процессов в сети с изолированной нейтралью	4	61
Филиппова Т. А., Азаров В. С. Потери электроэнергии от транзитных потоков в электрических сетях	4	64
Мусаелов В. С., Рошин Г. В., Штробель В. А. Методика расчета частотных характеристик сложных электроэнергетических систем	4	67
Богатырев Л. Л. К вопросу оценки и обеспечения надежности крупных энергообъединений	5	1
Фокин Ю. А., Харченко Т. П. Анализ функциональной надежности сложных систем электроснабжения	5	9
Тарасов В. И., Слободской А. М. Расчет установившихся режимов электроэнергетических систем методом минимизации	5	16
Пляшкевич Л. Н., Шувалов А. М., Брагин Ю. Б. Электрическое моделирование магнитокумулятивного генератора	5	21
Кушнир Г. З. Определение пунктов контроля напряжения в электрической сети	5	54

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Александров Г. Н., Кадзов Г. Д., Иванов О. П. Защитные характеристики молниеотводов с развитой вершиной	6	1
Астафьев А. М., Курносоев А. И. К выбору класса напряжения ВЛ УВН	6	7
Шкарин Ю. П. Метод расчета уровня радиопомех от линий низкого напряжения, имеющих пересечение с коронирующей линией высокого напряжения	6	12
Ершевич В. В., Антименко Ю. Л. Фактические темпы роста электропотребления	6	49
Потребич А. А. Расчет потерь энергии в электрических сетях с учетом графиков нагрузок	6	52
Турты М. В. Работы индуктивного накопителя на индуктивную нагрузку в схеме с рекуперацией энергии	6	63
Веников В. А., Тюханов Ю. М. Кибернетическое моделирование систем электроснабжения	7	2
Хмельник С. И. Моделирование оптимального регулирования активной мощности энергосистем с помощью электрических цепей	7	8
Строев В. А., Унгер А. П., Шаров Ю. В. Пути повышения вычислительной эффективности расчетов переходных процессов сложных электроэнергетических систем	7	13
Ожеховский Т., Родина Л. С. О регулировании реактивной мощности синхронных двигателей на промышленных предприятиях	7	61
Гусейнов А. М. Метод оперативной оценки допустимости асинхронных режимов по межсистемной связи	8	1
Бердников В. И., Бучинский А. Л., Гамм А. З., Герасимов Л. Н., Константинов Б. В. Алгоритмы достоверизации измерений и оценивания состояния электроэнергетических систем	8	12
Керезов Р. И. Определение стационарной надежности сложных электроэнергетических систем методом Монте-Карло	8	68
Сопьяник В. Х., Силаков Е. П. Переходные и установившиеся процессы в токовых цепях устройств релейной защиты с каскадными двухступенчатыми трансформаторами тока	9	7
Гедзюн В. А., Ермолина Э. И., Ковалевская О. Г., Розин И. Т., Семенов А. И., Харитонов Е. В. Термоупругие напряжения и тепловой пробой второго рода в высоковольтных высокочастотных керамических конденсаторах	9	20
Ершевич В. В., Антименко Ю. Л. Перспективы объединения энергосистем СССР и США	9	25

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Никитин А. А., Поляков В. Е. Повышение динамической устойчивости работы защиты конденсаторной батареи	9	62
Винославский В. Н., Почтарь Г. М. Выбор экономических сечений проводов и кабелей линий распределительных электрических сетей при ограничениях при потере напряжения	9	66
Праховник А. В., Волошко А. В. Способ определения характеристик электропотребления	9	69
Лямец Ю. Я. Обратная последовательность в трехфазной симметричной коммутируемой системе	9	88
Соколов Н. И. Влияние статических источников реактивной мощности и сверхпроводящих индуктивных накопителей на устойчивость параллельной работы генераторов в простой схеме	10	1
Сидоров А. И., Петров О. А., Ушаков И. М. Погрешности косвенного метода измерения емкостных проводимостей относительно земли в электрических сетях напряжением 6—10 кВ	10	33
Ройтельман И. Г., Чешенков А. Г., Шполянский О. Г. Оценка состояния в электросетях напряжением 6—20 кВ	10	60
Плащанский Л. А., Артюх И. В. Рациональная структура системы электроснабжения подземных потребителей шахт с учетом надежности	10	63
Зельвянский А. Я., Мамошин Р. Р. Расчет средних потерь мощности в системе электроснабжения со стабилизатором напряжения	10	67
Барinov В. А., Гуров А. А., Корчак В. Ю., Маневич А. С., Митин Ю. В. Питание потребителей энергии с резкопеременной нагрузкой от электроэнергетических систем	11	1
Бушуев В. В., Калужный А. Х., Кречмер Л. В., Шушуев А. А. Применение фазоповоротных устройств для упрощения поточкораспределением в энергосистемах	11	6
Арутюнян А. А. Оценка потерь мощности в электросети по результатам вычислительного эксперимента	11	55
Строев В. А., Чехов В. И., Асланян С. К. Управление режимами электроэнергетических систем с помощью дискретных источников реактивной мощности	12	3
Анчарова Т. В., Тюханов Ю. М., Усехин В. Н. Оценка значений промышленных электрических нагрузок	12	9
Фокин Ю. А., Хозяинов М. А. Ввод режима электроэнергетических систем в допустимую область путем коррекции их схемы	12	14

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Долин А. П., Козина М. А. Методика расчета электродинамической стойкости жесткой ошиновки при неуспешных АПВ	12	20
Манусов В. З., Моисеев С. М. Вероятностное эквивалентирование параметров электрических систем в рамках корреляционного анализа	12	64
Сырых Н. Н. Периодичность технического обслуживания электротехнических устройств, находящихся в постоянной готовности	12	80
ТЕХНИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ		
Бургсдорф В. В. Параметры токов молнии и выбор их расчетных значений	2	19
Баранов М. И., Бондина Н. Н. Нестационарный поверхностный эффект в цилиндрических токопроводах с грозовым импульсом тока	2	61
Абрамов Н. Р., Кужекин И. П. К расчету нагрева стенок металлических объектов при воздействии на них молнии	5	56
Ярославский В. Н. О неравномерности амплитудно-частотных характеристик делителей высоких импульсных напряжений	5	59
Сухопаров Ю. Д., Сикорский В. И., Мирзабекян Г. З. Повышение эффективности электрофильтров с помощью высоковольтных вентилях	5	62
Гайворонский А. С., Ражанский И. М. Стриммерные процессы при разрядах в воздухе	6	58
Базелян Э. М. Переходная характеристика короны при постоянном токе	6	60
Аджиев А. Х., Богаченко Е. М. Применение радиотехнических средств для оценки используемых в грозозащите параметров разрядов молнии	6	18
Александров Г. Н., Иванов В. Л., Афанасьев А. И. Разрядные характеристики опорных изоляционных конструкций ОРУ сверхвысокого напряжения	8	20
Немировский А. З., Поталицын Ю. Ф., Старобинец А. А. Особенности эрозии электродов при мегавольтном сильноточном разряде в элегазе	8	79
Сохранский А. С. О потерях мощности на местную корону в линиях электропередачи переменного тока	9	15
Васильев С. И., Ершов В. В., Комаров О. Л., Печерский О. П., Смирнов Л. В., Энгелько В. И. Коммутационный процесс в сильноточном двухазорном газонаполненном разряднике с искажением поля	9	82
Набока Б. Г., Беспрозванных А. В., Гладченко В. Я. Методика измерения дифференциальных амплитудных спектров импульсов частичных разрядов	11	71
Григорьев И. Н. Выбор рациональной структуры источника питания с индуктивным накопителем энергии	12	79

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Касилов В. П. Определение механических характеристик волновых электрических машин

1 46

Джэндубаев З. Р. Основные уравнения асинхронного двигателя с двумя статорными обмотками

1 51

Цуканов В. И., Георгиади В. Х. Коэффициенты вытеснения тока и проводимости пазового рассеяния с учетом зазора между стержнем обмотки и пазом ротора электрической машины

1 67

Чабан В. И., Харченко Е. В., Козубаш В. И. Алгоритм расчета виброактивности ротора асинхронного двигателя

1 71

Арутюнян М. В. Проектирование автономных асинхронизированных генераторов на базе серийных электрических машин

2 30

Бобков Ю. А. Определение параметров компенсированных схем трансформации проводников лобовых частей стержней статорной обмотки турбогенераторов

2 34

Титко А. И. Электромагнитные процессы в концевых зонах мощных турбогенераторов при различных условиях экранирования

2 46

Новожилов А. Н. Применение герконов для защиты асинхронных двигателей от витковых замыканий

2 52

Сипайлов Г. А., Чучалин А. И., Матвеев А. М. Математическое моделирование электромашинного генератора импульсной мощности

3 70

Челухин В. А. Экспериментальное исследование емкостного электродвигателя

3 73

Попов В. И. Взаимоиндуктивные связи многофазных разнополюсных обмоток совмещенного магнитопровода

4 19

Хуторецкий Г. М., Данилевич Я. Б. Турбогенераторы единой унифицированной серии мощностью 160—800 МВт 3000 об/мин

4 29

Карпов Г. В. Экспериментальное определение характеристик гидрогенераторов при нагрузке

5 30

Абрамович Б. Н., Коновалов Ю. В. Дополнительные потери активной мощности в синхронных двигателях при их работе в режиме компенсации реактивной мощности

5 34

Казарян С. Л. О выборе однослойных цепных обмоток

5 66

Данилевич Я. Б., Счастливый Г. Г., Титко А. И., Федоренко Г. М. Контроль и прогнозирование нагрузочных возможностей генераторов по реактивной мощности

6 17

Антипов В. Н., Луткин Е. М. Ком

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

мутационные ограничения широкорегулируемых двигателей постоянного тока

6 24

Кохреидзе Т. К. Устойчивость регулируемого бесконтактного асинхронного двигателя при малых моментах сопротивления

6 70

Глинка Т. Электромагнитная связь обмоток якоря и возбуждения двигателей постоянного тока в переходных режимах

7 65

Гольдин Л. С., Фикс В. Ш., Рипула В. Н. Экспериментальное исследование осевых электромагнитных сил в асинхронном электродвигателе

7 72

Шерстюк А. Г. Поле рассеяния между полюсами осесимметричного индуктора

7 74

Иванов А. А., Лозенко В. К. Алгоритмы управления и характеристики вентильного электродвигателя в режиме динамического торможения

8 38

Талышинский И. Т., Хоборкова З. Ц. Метод расчета электромагнитных полей и сил, действующих на лобовые части обмоток неявнополюсных синхронных машин

8 42

Бибер Л. А., Любарский Ю. Я., Надточий В. М., Цейтлин А. С. Экспертная система вибрационного контроля гидрогенератора

8 48

Фильц Р. В. Численный метод алгебраизации уравнений Максвелла при расчетах полей в электрических машинах методом конечных разностей

9 29

Грюнер А. И. Влияние магнитной цепи на электрические параметры короткозамкнутого ротора с глубокими пазами

9 74

Ваксер Б. Д., Коган В. О., Решко Б. А. Снижение неравномерности электрического поля в межфазных зонах статорных обмоток высоковольтных электрических машин

9 85

Чучалин А. И. Использование многозазорных конструкций импульсных генераторов дискового типа

9 91

Иванов А. М., Поляшов Л. И., Шакарян Ю. Г., Блоцкий Н. М., Плотникова Т. В. Свойства и характеристики асинхронной машины при наличии компенсирующего устройства в цепи ротора

10 9

Лубцанов А. А. К тепловому расчету погружных двигателей постоянного тока

10 14

Пивоваров Л. В. Оценка качества и проектирования модуля бесконтактной трехфазной обмотки

10 19

Клецель М. Я., Мусин В. В., Симон С. Н., Поляков В. Е. Защита электродвигателей с фазочувствительной мажоритарной схемой и функциональным диагностированием

10 27

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Цой В. Н. Основные уравнения асинхронной гидродинамической машины с аксиальным расположением роторов	10	69
Сафонов Л. Н. К решению уравнения Лапласа в зазоре с одно- и двухсторонней зубчатостью произвольной периодической формы	10	80
Караваев В. Т. Бесконтактный совмещенный синхронный генератор	11	17
Лупкин В. М. Вопросы теории и расчет высокомоментных электромагнитных тормозов	11	25
Тозони О. В. Аналитическая модель электромагнитных процессов в линейном асинхронном двигателе	11	31
Дегтев В. Г. Обобщенная структурная модель многофазных обмоток электрических машин	11	40
Беседин Д. И., Новикова Е. А. Способ определения проводимостей рассеяния магнитной системы синхронной электрической машины с когтеобразными полюсами индуктора	12	43
Зубренков Б. И., Каплин А. И., Малышев В. С., Манюков М. Ф. Расчет вибраций асинхронного двигателя при пуске	12	60
Абрамов А. Д., Куделько А. Р. Однофазный асинхронный электродвигатель с повышенным пусковым моментом	12	70
Куракин А. С. Метод расчета магнитодвижущей силы зубцов редукторных электродвигателей	12	67

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Глебов Б. А. Двухтактные преобразователи напряжения с магнитными накопителями энергии	1	34
Венедиктов Г. Л. Расчет статических электромагнитных преобразователей числа фаз с дискретной системой симметрирования	1	63
Гринштейн Б. И., Тимошенко А. Л., Безуглый С. Л. Воздействие сетевых перенапряжений на высоковольтный тиристорный преобразователь	2	1
Беркович Е. И. Устойчивость замкнутой системы автоматического регулирования однофазного инвертора с самовозбуждением	2	8
Мерабешвили П. Ф., Кохреидзе Г. К. Математическое моделирование электромагнитных процессов в преобразовательной системе с трехфазным автономным инвертором тока	3	31
Белов Г. А. Динамические модели инвертирующего импульсного стабилизатора напряжения	4	48
Лутидзе Ш. И., Игнатов В. Е., Карлаш И. В., Носков В. Н. Эксперимен-		

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

тальная модель трехфазного криотронного преобразователя на 50 Гц	4	55
Зборовский И. А. Шестифазный преобразователь с многофункциональным реактором	5	39
Быков Ю. М., Холодков Г. В. Модель машинно-вентильного источника постоянного тока на основе метода эквивалентного генератора	6	31
Бут Д. А. Трансформаторно-вентильные преобразователи с индуктивными фильтрами для автономных электроэнергетических установок	7	31
Пономарев И. Г. Метод глубокого секционирования с резервированием в полупроводниковой преобразовательной технике	7	41
Чванов В. А. Многомостовая вентильная цепь как элемент динамической системы	7	46
Покрывайло А. Д. Динамические характеристики высоковольтного преобразователя с прямоугольным промежуточным напряжением	7	52
Озеров Л. А., Разнополов О. А. Штесель Ю. Б. Синтез управления импульсным стабилизатором с двухзвенным фильтром на основе скользящих режимов	7	77
Белов Г. А. Исследования колебаний в импульсном стабилизаторе напряжения вблизи границы устойчивости	9	44
Чаплыгин Е. Е. Фазовое управление вентильными преобразователями на базе восьмиразрядных микропроцессоров	9	51
Хохлов Ю. И., Розкин В. О. Квазиустановившиеся электромагнитные процессы и характеристики двадцатичетырехфазного компенсированного преобразователя	10	48

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ АППАРАТЫ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Жуков В. В., Далла А. Расчет сопротивления открытой электрической дуги	1	29
Койков С. Н., Мезенин О. Л., Михайлов В. А. Расчет тепловых характеристик конденсаторов при несинусоидальных напряжений с учетом температурно-частотной зависимости тангенса угла потерь	1	75
Строганов Б. Г., Чунихин А. А. Влияние внешнего магнитного поля на работу трансформатора тока	3	67
Коврижных М. Л., Шлейфман И. Л. Метод математического моделирования электрической дуги отключения, учитывающий искажение тока	4	8
Шаров Е. Т. Динамика четырехтактных электромагнитных трансформаторов постоянного тока	4	40
Губарев Г. Г., Конотоп В. В. Выбор параметров генератора импульсов для испытания трансформаторов и реакторов	4	69

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Чабан В. И., Самотый В. В. Алгоритм расчета феррорезонансных режимов трехфазных трансформаторов	4	71
Поляк Ю. Я. О тепловом расчете токоведущей системы воздушного выключателя	5	64
Круликовски Ч., Каминьска—Пранке А. Теоретическая модель дуги, стабилизированной потоком газа в плазмотроне переменного тока	7	23
Васильев А. Б., Лурье А. И. Расчет магнитного поля осесимметричных обмоток трансформаторов и реакторов в полости прямоугольного сечения	8	30
Романов Ю. В., Шилин Н. В. Электрическая прочность дугового промежутка с учетом процессов установления тока	10	40
Бошняга В. А. Расчет несимметричных режимов работы фазорегулирующего трансформатора с соединением обмоток в зигзаг	11	11

ЭЛЕКТРОПРИВОД И АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДСТВА

Лищенко А. И. Пути повышения эффективности и надежности нерегулируемого электропривода газоперекачивающих агрегатов	2	41
Петров Ю. П. Исследование устойчивости систем управления при учете погрешностей измерительных приборов	3	43
Кухаренко Н. В. Модальное управление электроприводами постоянного тока	3	48
Соколов М. М., Ринкевичене Р. В. Электромеханические процессы в линейном электроприводе толкателя	3	75
Воронин С. Г. Синхронизация вращения роторов вентильных двигателей	4	31
Рубашов Г. М., Федорова А. Н., Цейтлин М. Г. Алгоритм решения уравнений синхронного двигателя при действии тиристорного автоматического ввода резерва	6	40
Курбасов А. С. Перегрузочная способность и особенности работы асинхронных частотно-регулируемых двигателей	6	45
Литовченко В. В. Устранение низкочастотной модуляции тока в асинхронном тяговом двигателе	6	73
Борцов Ю. А. Разработка и перспективы широкого внедрения адаптивных электроприводов	7	56
Хашимов А. А., Петрушин А. Д. Оптимизация динамических режимов частотно-управляемого асинхронного электропривода с учетом тепловых процессов	7	68
Никитин Б. А. Система «два генератора — двигатель переменного тока» и ее свойства	8	52
Петров Ю. П., Ярв Э. А. Оптимизация электроприводов с гибкими связями с учетом трения	10	73

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
-------------------------	------------	------

Боровиков М. А., Доманов В. И., Нашатыркин В. Е. Следящий вентильный электропривод с вычислителями координат по сигналам датчика положения ротора	10	76
Гусяцкий Ю. М., Жуков С. В. Алгоритмы и структуры микропроцессорных систем управления асинхронным электроприводом	12	25
Никольский А. А. Математическая модель нелинейных явлений в пьезоэлектрических двигателях и датчиках	12	33
Лебедев А. С. Динамика двухзонного электропривода постоянного тока при оптимальном управлении	12	57

ЭЛЕКТРИФИКАЦИЯ ТРАНСПОРТА

Артюх А. Н., Косарев Б. И., Кушнир А. И., Добровольскис Т. П. Система тягового электроснабжения для электрифицированных железных дорог на участках со скалистыми и вечномерзлыми грунтами	2	24
Косарев Б. И., Фролов А. В., Шуров А. И., Силкин В. Н. Критерий регулирования компенсирующих установок в тяговых сетях 25 кВ	5	26
Котельников А. В. Показатели оценки источников блуждающих токов	8	25
Колоколов Ю. В. Формирование принципов построения релейно-импульсных регуляторов тока тяговых двигателей постоянного тока	9	35
Андерс В. И., Грапонов В. Г., Лопатин В. А. Аналитический расчет электромагнитных процессов в тяговом приводе переменного тока	12	38

ДИСКУССИИ

Цейтлин Л. А. Ответ авторского коллекттива — по статье «О пересмотре ГОСТ 19880—74 и ГОСТ 1494—77» (1989, № 5)	2	88
Смирнов С. А. — по статье Иосифьяна А. Г. (1987, № 12)	2	90
Бут Д. А. Определение электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе по натяжениям (к дискуссии по вопросу об электромагнитных силах в магнитном поле)	3	79
Гаспарян В. Р. — по статьям: Львова Е. Л. и др.: Иванова—Смоленского А. В. и др.; Ашмарина Д. Г. и др. (1988, № 9)	3	84
Хорьков К. А. — по статьям Львова Е. Л.; Иванова—Смоленского А. В. (1987, № 10)	3	86
Данилевич Я. Б., Николаиде А. — по статьям Львова Е. И. и Иванова — Смоленского А. В. (1987, № 9)	5	78
Гончаров В. И. — по статьям Иванова—Смоленского А. В. (1985, № 7) и Синельникова Д. Е. (1988, № 9)	5	84
Арешян Г. Л., Геруни П. М., Тарханян Р. Г., Терзян А. А. — по статье Иосифьяна А. Г. (1987, № 12)	5	86

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Рашевец К. К., Трейманис Э. П., Шинка Я. К. — по статье Косарева Б. И. и др. (1989, № 9)	5	88
Астахов Ю. Н., Черемисин Н. М. — по статье Лоханина А. К. и др. (1988, № 10)	7	87
Абрамкин Ю. В. О различных подходах к расчету объемной плотности электромагнитных сил в нелинейной магнитной системе	11	74
Львов Е. Л. Ответ автора	11	76
Иванов-Смоленский А. В. Сопоставление формул Максвелла с другими формулами для расчета электромагнитных сил в магнитном поле	11	87

ИЗ ИСТОРИИ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

Крыжановский Л. Н. Электрические машины в XVIII в.	1	90
Крыжановский Л. Н. Георг Симон Ом (К 200-летию со дня рождения)	3	88
Цверева Г. К. У истоков электротерапии	8	88
Крыжановский Л. Н. Джон Робисон — первооткрыватель «закона Кулона»	8	92
Хасапов Б. Г. Первые шаги электротехники в России	10	91

БИБЛИОГРАФИЯ

Ерохов И. В. — рецензия на книгу избранных трудов Кирхгофа Г.	7	91
Нетушил А. В. К выходу в свет русского перевода трактата Максвелла	8	85
Михайлов О. П. Новый учебник по электротехнике	8	87
Бутырин П. А. — рецензия на книгу Речки А. «Теория матриц и ее приложения в теории электрических цепей и в статике»	11	93

ХРОНИКА

Корташев И. И., Никитин О. А. Технология электропередач ультравысокого напряжения (заседания Рабочей группы СИГРЭ и «круглого стола»)	4	84
Куликов С. Н., Сабинин Ю. А. Всесоюзное научно-техническое совещание «Проблемы управления промышленными электромеханическими системами»	4	86
В Центральном правлении ВНТОЭ	4	87
Альтшулер Э. Б., Богатенков И. М., Халилов Ф. Х. Проблемы надежности и безопасности электроснабжения северных районов страны (заседание секции IV Научного Совета АН СССР)	5	89
Александров Г. Н. Вторая всесоюзная научно-техническая конференция «Научно-технические проблемы создания электропередач переменного тока ультравысокого напряжения»	5	93

Автор и название статьи	№ жур-нала	Стр.
Иванов-Смоленский А. В., Амбарцумова Т. Т. Всесоюзная научно-техническая конференция «Современные проблемы электромеханики»	6	86
Макаршин Б. Д. VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau на Лейпцигской весенней ярмарке 1990 г.	6	88
Поляков М. А., Путятин Е. В. Координационное совещание по межвузовской целевой научно-технической программе «Экономия электроэнергии»	7	93
Ландер Л. А. VI Пленум ЦП ВНТОЭ им. академика Г. М. Кржижановского	8	95

ЮБИЛЕИ

Иван Федорович Бородин (К 60-летию со дня рождения)	1	94
Георгий Николаевич Александров (К 60-летию со дня рождения)	2	91
Анатолий Владимирович Нетушил (К 75-летию со дня рождения)	3	91
Евгений Львович Львов (К 70-летию со дня рождения)	3	92
Геннадий Антонович Сипайлов (К 70-летию со дня рождения)	3	93
Памяти профессора Степана Петровича Киркесали (К 100-летию со дня рождения)	3	94
Лев Гразданович Мамиконянц (К 75-летию со дня рождения)	4	89
Игорь Владимирович Жежеленко (К 60-летию со дня рождения)	4	90
Эммануил Григорьевич Файнштейн (К 70-летию со дня рождения)	4	91
Василий Николаевич Винославский (К 70-летию со дня рождения)	5	95
Андроник Гевондович Иосифьян (К 85-летию со дня рождения)	6	90
Лев Александрович Цейтлин (К 80-летию со дня рождения)	6	92
Владимир Владимирович Бургсдорф (К 80-летию со дня рождения)	6	93
Игорь Александрович Будзко (К 80-летию со дня рождения)	6	94
Иван Николаевич Богаенко (К 60-летию со дня рождения)	7	95
Иван Михайлович Бортник (К 50-летию со дня рождения)	8	94
Рудольф Николаевич Карякин (К 60-летию со дня рождения)	9	94
Борис Григорьевич Меньшов (К 60-летию со дня рождения)	10	94
Савелий Романович Глинтерник (К 70-летию со дня рождения)	10	95
Памяти Степана Ивановича Тельного (К 100-летию со дня рождения)	11	95

НЕКРОЛОГИ

Алексей Михайлович Федосеев	9	95
-----------------------------	---	----

Алфавитный указатель авторов статей

А

Абдул-заде В. М. 3,54
Абрамкин Ю. В. 11,74
Абрамов А. Д. 12,67
Абрамов Н. Р. 5,56
Абрамович Б. Н. 5,34
Аджиев А. Х. 7,18
Азаров В. С. 4,64
Азизов Э. А. 3,25; 4,35
Александров Г. Н. 5,93; 6,1; 8,20
Алексеев А. В. 10,36
Алиев Д. Г. 3,54
Альтшулер Э. Б. 5,89
Амбарцумова Т. Т. 6,86
Ананиашвили К. Е. 1,23
Андерс В. И. 12,38
Антименко Ю. Л. 6,49; 9,25
Антипов В. Н. 6,24
Анчарова Т. В. 12,9
Арешян Г. Л. 5,86
Артюх А. Н. 2,24
Артюх И. В. 10,63
Арутюнян А. А. 11,55
Арутюнян М. В. 2,30
Асамбаев С. Н. 1,55
Асланян С. К. 12,3
Астафеев А. М. 6,7
Астахов Ю. Н. 7,87
Афанасьев А. И. 8,20

Б

Базелян Э. М. 6,60
Балтаханов А. М. 10,36
Баранов М. И. 1,81; 2,61
Баринев В. А. 1,1; 11,1
Батыгин Ю. В. 2,78
Безуглый С. Л. 2,1
Белов Г. А. 4,48; 9,44
Бердников В. И. 8,12
Беркович Е. И. 2,8
Беседин Д. И. 12,43
Беспрозванных А. В. 11,71
Бибер Л. А. 8,48
Биленко В. И. 11,45
Блоцкий Н. Н. 10,9
Бобков Ю. А. 2,34
Богатенков И. М. 5,89
Богатырев Л. Л. 3,11; 5,1
Богаченко Е. М. 7,18
Божко И. В. 9,76
Бойко В. К. 6,76
Бондина Н. Н. 1,81; 2,61
Боровиков М. А. 10,76
Бородулин М. Ю. 11,49
Борцов Ю. А. 7,56
Бошняга В. А. 11,11
Брагин Ю. Б. 5,21
Бугрова Л. Д. 10,84
Бургсдорф В. В. 2,19
Бут Д. А. 3,79; 7,31
Бутырин П. А. 11,93
Бучинский А. Л. 8,12
Бушуев В. В. 11,6
Быков М. А. 5,69
Быков Ю. М. 6,31

В

Ваксер Б. Д. 9,85
Васецкий Ю. М. 10,55
Васильев А. Б. 8,30
Васильев С. И. 9,82
Венедиктов Г. Л. 1,63
Веников В. А. 1,55; 7,2
Верлань А. Ф. 11,45
Винославский В. Н. 9,66
Власов С. П. 11,65
Волошек И. В. 4,61
Волошко А. В. 9,69
Воронин С. Г. 4,31

Г

Гайворонский А. С. 6,58
Гамм А. З. 8,12
Гаспарян В. Р. 3,84
Гедзюн В. А. 9,20
Георгиади В. Х. 1,67
Герасимов Л. Н. 8,12
Геруни П. М. 5,86
Гладченко В. Я. 11,71
Глазунов А. А. 3,1
Глебов Б. А. 1,34
Глинка Т. 7,65
Гнедин А. А. 10,84
Головлева В. К. 12,76
Гольдин Л. С. 7,72
Гончаров В. И. 5,84
Грапонов В. Г. 12,38
Григорьев И. Н. 12,79
Гринштейн Б. И. 2,1
Грюнер А. И. 9,74
Губарев Г. Г. 4,69
Гуревич Ю. Е. 1,16
Гуров А. А. 11,1
Гусейнов А. М. 3,54; 8,1
Гусейнова Т. И. 4,76
Гусяцкий Ю. М. 12,25

Д

Далла А. 1,29
Данилевич Я. Б. 4,29; 5,78; 6,17
Дегтев В. Г. 11,40
Демиденко С. К. 7,83
Дергачев А. Е. 11,62
Джагаров Н. Ф. 1,9
Джэндубаев З. Р. 1,51
Добровольский Т. П. 2,24
Долин А. П. 12,20
Доманов В. И. 10,76
Дударев Л. Е. 4,61

Е

Ерихов М. М. 1,79; 2,83
Ермолина Э. И. 9,20
Ермолович Э. С. 4,79
Ермуратский П. В. 8,77
Ерохов И. В. 7,91
Ершевич В. В. 6,49; 9,25
Ершов В. В. 9,82
Ершов Р. Е. 8,74

Ж

Жуков В. В. 1,29; 3,63
Жуков С. В. 12,25

З

Замидра А. И. 7,83
Захаркин О. В. 4,59
Захаров В. П. 5,50; 7,79
Зборовский И. А. 5,39
Зельвянский А. Я. 10,67
Зирка С. Е. 2,72
Золотов О. А. 7,81
Зубренков В. И. 12,60

И

Иванов А. А. 8,38
Иванов А. М. 10,9
Иванов В. Л. 8,20
Иванов И. А. 4,35
Иванов О. П. 6,1
Иванов-Смоленский А. В. 6,86; 11,87
Ивлиев Е. А. 8,61
Игнатов В. Е. 4,55
Израилев Р. А. 6,79
Исхаков А. С. 11,67

К

Каганов З. Г. 4,76
Кадзов Г. Д. 6,16
Казанцев В. П. 7,81
Казанчян Г. П. 6,65
Казарян С. Л. 5,66
Калихман С. А. 10,89
Калюжный А. Х. 11,6
Камзолов С. К. 1,87
Каминьска-Пранке А. 7,23
Каплин А. И. 12,60
Караваев В. Т. 11,17
Карлаш И. В. 4,55
Карпов Г. В. 5,30
Карташев И. И. 4,84
Касилов В. П. 1,46
Катунян В. И. 1,57; 2,64; 3,6
Керезов Р. И. 8,68
Кешишьян В. А. 9,80
Ким К. К. 11,59
Кириевский Е. В. 3,18
Кислицев А. В. 5,50; 7,79
Клецель М. Я. 10,27
Ковалевская О. Г. 9,20
Коврижных М. Л. 4,8
Коган В. О. 9,85
Козина М. А. 12,20
Козубаш В. И. 1,71
Койков С. Н. 1,75
Колоколов Ю. В. 9,35
Комаров О. Л. 9,82
Коновалов Ю. В. 5,34
Конотоп В. В. 4,69
Константинов Б. В. 8,12
Корчак В. Ю. 11,1
Косарев Б. И. 2,24; 5,26
Котельников А. В. 8,25
Кохреидзе Г. К. 3,31
Кохреидзе Т. К. 6,70

Крайнова Т. М. 4,76
 Крайчик Ю. С. 8,57
 Кречмер Л. В. 11,6
 Кривоустов А. В. 5,50; 7,79
 Круликовски Ч. 7,23
 Крыжановский Л. Н. 1,90; 3,88; 8,92
 Куделько А. Р. 11,67
 Кудряшева Ж. Н. 11,75
 Кужекин И. П. 5,56
 Куликов С. Н. 4,86
 Куракин А. С. 11,70
Курбасов А. С. 6,45
Курносов А. И. 6,7
 Курочка Б. Я. 5,45
 Кухаренко Н. В. 3,48
 Кушнир А. И. 2,24
 Кушнир Г. З. 5,54

Л

Ландер Л. А. 8,85
 Лебедев А. С. 12,57
 Левнуш А. И. 1,57; 2,64; 3,6
 Лепехин Н. М. 4,79
 Ликах С. Ф. 6,65
 Липатов В. В. 8,61
 Литовченко В. В. 6,73
 Лищенко А. И. 2,41
 Лозенко В. К. 8,38
 Лопатин В. А. 12,38
 Лотоцкий А. П. 3,25; 4,35
 Лубсанов А. А. 10,14
 Лупкин В. М. 11,25
 Лурье А. И. 8,30
 Лутидзе Ш. И. 4,55
 Луткин Е. М. 6,24
 Львов Е. Л. 11,76
 Любарский Ю. Я. 8,48
 Лямец Ю. Я. 9,88

М

Макаршин Б. Д. 6,88
 Малышев В. С. 12,60
 Мамошин Р. Р. 10,67
 Манель Заки 1,55
 Маневич А. С. 11,1
 Манусов В. З. 12,64
 Манюков М. Ф. 12,60
 Маслов В. В. 9,57
 Матвеев А. М. 3,70
 Мезенин О. Л. 1,75
 Мерабешвили П. Ф. 3,31
 Месенжник Я. З. 4,74; 10,84
 Микуцкий Г. В. 6,79
 Мирзабекян Г. З. 5,62
 Миронов В. Г. 12,50
 Митин Ю. В. 11,1
 Михайлов В. А. 1,75
 Михайлов В. В. 3,18
 Михайлов О. П. 8,87
 Моисеев С. М. 12,64
 Мосолов А. Ю. 5,50; 7,79
 Мусаелов В. С. 4,67

Мусин В. В. 10,27
 Мухай А. Н. 1,87

Н

Набока Б. Г. 11,71
 Надточий В. М. 8,48
 Наймарк Г. В. 2,55
 Наркун З. М. 6,76
 Нашатыркин В. Е. 10,73
 Немировский А. З. 8,79
 Нетушил А. В. 8,85
 Никитин А. А. 9,62
 Никитин Б. А. 8,52
 Никитин О. А. 4,84
 Николаиде А. 5,81
 Никольский А. А. 12,33
 Никонов А. И. 11,75
 Новикова Е. А. 12,43
 Новожилов А. Н. 2,52
 Носков В. Н. 4,55
 Носов Г. В. 6,82

О

Обухов С. Г. 11,67
 Ожеховский Т. 7,61
 Озеров Л. А. 7,77
 Ольшванг М. В. 1,23

П

Паздерин А. В. 3,11
 Панькин В. М. 6,68
 Передрий П. Т. 11,45
 Петленко Б. И. 11,62
 Петров О. А. 10,33
 Петров Ю. П. 3,43; 10,73
 Петрушин А. Д. 7,68
 Печерский О. П. 9,82
 Пивоваров Л. В. 9,1; 10,19
 Плащанский Л. А. 10,63
 Плотникова Т. В. 10,9
 Пляшкевич Л. Н. 5,21
 Подольский А. В. 8,80
 Покрывайло А. Д. 7,52
 Поляк Ю. Я. 5,64
 Поляков В. Е. 9,62; 10,27
 Поляков М. А. 7,93
 Поляков Н. П. 8,71
 Поляшов Л. И. 10,9
 Пономарев И. Г. 7,41
 Попов В. И. 4,19
 Поталицын Ю. Ф. 8,79
 Потребич А. А. 6,52
 Почтарь Г. М. 9,66
 Праховник А. В. 9,69
 Преображенский А. С. 2,67
 Примах А. В. 9,76
 Прут Л. Я. 4,74; 10,84
 Путилова А. Т. 4,59
 Путятин Е. В. 7,93

Р

Ражанский И. М. 6,58
 Разнополос О. А. 7,77

Рашевиц К. К. 5,88
 Редькин Г. А. 11,76
 Реуцкий С. Ю. 2,76
 Решко Б. А. 9,85
 Ринкевичене Р. В. 3,75
 Рипула В. Н. 7,72
 Родина Л. С. 7,61
 Розкин И. Т. 9,20
 Розкин В. О. 10,48
 Ройтельман И. Г. 10,60
 Романов Ю. В. 10,40
 Ронинсон А. Д. 1,39
 Рошин Г. В. 4,67
 Ртищева О. Ю. 9,57
 Рубашов Г. М. 6,40
 Рычков Е. В. 1,23

С

Сабинин Ю. А. 4,86
 Сайко О. П. 6,35
 Самотый В. В. 4,71
 Сариев И. С. 2,67
 Саушев А. В. 4,14
 Сафонов Л. Н. 10,80
 Сегаль А. М. 6,84
 Семенов А. И. 9,20
 Сидоров А. И. 10,33
 Сидоров С. В. 1,87
 Сикорский В. И. 5,62
 Силаков Е. П. 9,7
 Силкин В. Н. 5,26
 Симонов С. Н. 10,27
 Синенко В. В. 8,71
 Сипайлов Г. А. 3,70
 Слободской А. М. 5,16
 Смирнов К. А. 3,58
 Смирнов Л. В. 9,82
 Смирнов С. А. 2,90
 Смолкин Р. Д. 6,35
 Совалов С. А. 1,1

Соколов М. М. 3,75
 Соколов Н. И. 10,1
 Соловьев Ю. А. 5,76
 Сопьяник В. Х. 9,7
 Сорокин С. Б. 5,76
 Сохранский А. С. 9,15
 Старков С. Т. 4,74
 Старобинец А. А. 8,79
 Стахов П. Г. 12,50
 Строганов А. А. 9,57
 Строганов Б. Г. 3,67
 Строев В. А. 7,13; 12,3
 Сухопаров В. Д. 5,62
 Счастливый Г. Г. 6,17
 Сырых Н. Н. 12,80

Т

Талышинский И. Т. 8,42
 Тарасов В. И. 5,16
 Тареев Б. М. 4,74; 8,77
 Тарханян Р. Г. 5,86
 Талимов А. Д. 3,1
 Терзян А. А. 5,86
 Тимошенко А. Л. 2,1

Титко А. И. 2,46; 6,17
 Тозони О. В. 11, 31
 Топельберг В. В. 2,67
 Травина Ю. Я. 2,64
 Трейманис Э. П. 5,88
 Троицкий С. Р. 9,76
 Трохименко А. И. 7,83
 Турты М. В. 6,63
 Тюханов Ю. М. 7,2; 12,9

У

Ужегов В. Т. 3,6
 Унгер А. П. 7,13
 Усихин В. Н. 12,9
 Ушаков А. В. 11,67
 Ушаков И. М. 10,33

Ф

Файбисович Д. А. 1,16
 Фальковский Н. И. 9,76
 Федоренко Г. М. 6,17
 Федорова А. Н. 6,40
 Фикс В. Ш. 7,72
 Филаретов В. В. 3,37; 5,73
 Филиппова Т. А. 4,64
 Фильц Р. В. 9,29
 Фокин Ю. А. 5,9; 12,14
 Фрадкин Б. М. 4,76
 Фролов А. В. 5,26

Х

Халилов Ф. Х. 5,89
 Ханжиев А. С. 3,18

Харитонов Е. В. 9,20
 Харченко Е. В. 1,71
 Харченко Т. П. 5,9
 Хасапов Б. Г. 10,91
 Хашимов А. А. 7,68
 Хвошинская З. Г. 1,16
 Хмельник С. И. 7,8
 Хоборкова З. Ц. 8,42
 Хозяинов М. А. 12,14
 Холодков Г. В. 6,31
 Хорьков К. А. 3,86
 Хохлов Ю. И. 10,48
 Хусайнов Ш. Н. 2,81
 Хуторецкий Г. М. 4,29

Ц

Цверава Г. К. 8,88
 Цейтлин А. С. 8,48
 Цейтлин Л. А. 2,88
 Цейтлин М. Г. 6,40
 Цой В. Н. 10,69
 Цуканов В. И. 1,67

Ч

Чабан В. И. 1,71; 4,71
 Чаплыгин Е. Е. 9,51
 Чванов В. А. 7,46
 Челухин В. А. 3,73
 Черемисин Н. М. 7,87
 Чехов В. И. 12,3

Чешенков А. Г. 10,60
 Чунихин А. А. 3,67
 Чуприков В. С. 1,23; 4,1
 Чучалин А. И. 3,70; 9,91

Ш

Шакарян Ю. Г. 10,9
 Шаров Е. Т. 4,40
 Шаров Ю. В. 7,13
 Шахтарин Б. И. 5,45
 Шевченко А. Т. 2,14
 Шерстюк А. Г. 7,74
 Шилин Н. В. 10,40
 Шинка Я. К. 5,88
 Шкарин Ю. П. 6,12
 Шлейфман И. Л. 4,8
 Шполянский О. Г. 10,60
 Штессель Ю. Б. 7,77
 Штробель В. А. 4,67
 Шувалов А. М. 5,21
 Шумский А. Л. 2,58
 Шушуев А. А. 11,6

Щ

Щуров А. И. 5,26

Э

Эльков В. Д. 6,82
 Энгелько В. И. 9,82

Я

Ярв Э. А. 10,73
 Ярославский В. Н. 5,59

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Андерс В. И., Белкин Г. С., Бортник И. М., Борцов Ю. А., Будзко И. А., Бутырин П. А., Гельфанд Я. С., Данилевич Я. Б., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Ерешвич В. В., Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Иоссель Ю. Я., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А. (главный редактор), Ларионов В. П., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г., Митюшкин К. Г., Михайлов О. П., Морозкин В. П., Нетушил А. В., Розанов Ю. К., Пищиков В. И., Семенов В. А., Слежановский О. В., Совалов С. А., Строев В. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Чечурин В. Л., Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер. 2/10. Телефон 924-24-80
 101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Научные редакторы: Б. Д. Макашкин, А. Л. Прилуцкий

Художественный редактор Т. А. Дворецкова Технический редактор Г. В. Преображенская
 Корректор И. А. Володеева

Сдано в набор 15.10.90 Подписано в печать 04.12.90 Формат 84×108¹/₁₆. Бумага кн.-журн. офсетная Печать офсетная.
 Усл. печ. л. 10,08 Усл. кр.-отт. 10,5 Уч.-изд. л. 11,81 Тираж 4912 экз. Заказ 2104 Цена 1 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10
 Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат ВО «Союзполиграфпром» при Госкомпечати СССР.

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Юбилей МЭИ	
Строев В. А., Чехов В. И., Асланян С. К. Управление режимами электроэнергетических систем с помощью дискретных источников реактивной мощности	1
Анчарова Т. В., Тюханов Ю. М., Усихин В. Н. Оценка значений промышленных электрических нагрузок	3
Фокин Ю. А., Хозяинов М. А. Ввод режима электроэнергетических систем в допустимую область путем коррекции их схемы	9
Долин А. П., Козина М. А. Методика расчета электродинамической стойкости жесткой ошиновки при неуспешных АПВ	14
Гусяцкий Ю. М., Жуков С. В. Алгоритмы и структуры микропроцессорных систем управления асинхронным электроприводом	20
Никольский А. А. Математическая модель нелинейных явлений в пьезоэлектрических двигателях и датчиках	25
Андерс В. И., Грапонов В. Г., Лопатин В. А. Аналитический расчет электромагнитных процессов в тяговом приводе переменного тока	33
Беседин Д. И., Новикова Е. А. Способ определения проводимостей рассеяния магнитной системы синхронной электрической машины с когтеобразными полюсами индуктора	38
Миронов В. Г., Стахив П. Г. Перспективы использования диакоптического подхода при анализе динамических режимов электрических цепей	43

СООБЩЕНИЯ

Лебедев А. С. Динамика двухзонного электропривода постоянного тока при оптимальном управлении	57
Зубренков Б. И., Каплин А. И., Малышев В. С., Манюков М. Ф. Расчет вибраций асинхронного двигателя при пуске	60
Манусов В. З., Моисеев С. М. Вероятностное эквивалентирование параметров электрических систем в рамках корреляционного анализа	64
Абрамов А. Д., Куделько А. Р. Однофазный асинхронный электродвигатель с повышенным пусковым моментом	67
Куракин А. С. Метод расчета магнитодвижущей силы зубцов редукторных электродвигателей	70
Кудряшева Ж. Н., Никонов А. И. Численное решение задачи магнитостатики для области с профилированным магнитопроводом и подвижным элементом	75
Головлева В. К., Редькин Г. А. Математическая модель поля электродегидрататора	76
Григорьев И. Н. Выбор рациональной структуры источника питания с индуктивным накопителем энергии	79
Сырых Н. Н. Периодичность технического обслуживания электротехнических устройств, находящихся в постоянной готовности	80
Указатель материалов, помещенных в журнале «Электричество» в 1990 г.	85
Алфавитный указатель авторов статей	93

1 The Jubilee of the Moscow Power Institute	1
Stroyev V. A., Chekhov V. I., Aslanian S. K.— Control of Power System Operating Conditions Using Discrete Reactive Power Sources	3
3 Ancharova T. V., Tikhanov U. M., Usikhin V. N.— Estimation of Industrial Electrical Loads	9
9 Fokin U. A., Khosainov M. A.— Bringing Operating Conditions of Power System Into a Region of Permissible Values Through Correction of Their Scheme	14
14 Dolin A. P., Kozinova M. A.— A Way for Calculating the Electrodynamical Withstand of Rigid Buswork for Unsuccessful Automatic Reclosure Attempts	20
20 Gusiatsky U. M., Zhukov S. V.— Algorithms and Structures of Microprocessor Systems for Controlling an Asynchronous Drive	25
25 Nikolsky A. A.— A Mathematical Model for Non-Linear Phenomena in Piezo-Electric Motors and Sensors	33
33 Anders V. I., Graponov V. G., Lopatin V. A.— Analysis of Electromagnetic Processes in an AC Traction Drive	38
38 Besedin D. I., Novikova E. A.— A Way for Finding the Leakage Conductances of the Magnetic System of a Synchronous Machine With Claw-Type Inductor Poles	43
43 Mironov V. G., Stakhiv P. G.— Prospects for Employing the Diakoptic Approach in Analyzing Electric Circuit Dynamics	50

REPORTS

Lebedev A. S.— Dynamics of a Two-Zone DC Drive With Optimum Control	57
57 Zubrenkov B. I., Kaplin A. I., Malishev V. S., Maniukov M. F.— Calculation of Vibrations in an Induction Motor When Starting	60
60 Manusov V. Z., Moiseyev S. M.— Statistical Equivalence of Power System Parameters Within the Scope of Correlational Analysis	64
64 Abramov A. D., Kudelfko A. R.— A Single-Phase Induction Motor With a High Starting Torque	67
67 Kurakin A. S.— A Method for Calculating the MMF of the Teeth in Reducer Motors	70
70 Kudriasheva Z. N., Nikonov A. I.— A Numerical Solution to the Magnetostatic Problem for an Area With a Profiled Magnetic Circuit and a Moving Element	75
75 Golovleva V. K., Redkin G. A.— A Mathematical Model for the Field in an Electric Dehydrator	76
76 Grigoriev I. N.— Selection of an Effective Structure for a Supply Source With an Inductive Energy Store	79
79 Syrikh N. N.— Maintenance Intervals for Electrical Apparatus Always Available for Service	80
80 Contents of the Journal "Electrichestvo" for 1990	85
85 Alphabetic List of Authors	93