

ISSN 0013-5380



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1991

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

11

ИЗДАЕТСЯ
1 ИЮЛЯ
1880 ГОДА

Листовая форма
издана в
1988 г.
№ 88
Код
0310
02181
Дата
составлен
2
Код
целев
назнач
н

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

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

11

НОЯБРЬ
1991

УДК 621.311.016.001.8

Проблемы объединения энергосистем европейских стран

БОНДАРЕНКО А. Ф., БУТИН Г. Д.,
ЛЯШЕНКО В. С., МАРКУН И. М., ОКИН А. А.,
ПЕТРЯЕВ Е. И., ПОРТНОЙ М. Г.

Введение. Развитие энергетики европейских стран привело к созданию трех энергообъединений (рис. 1):

объединение ЕЭС СССР и ОЭС стран Восточной Европы (Польша, Восточная часть Германии, Чехословакия, Венгрия, Румыния, Болгария) с максимальным потреблением около 310 ГВт;

объединение UCPTE, включающее энергосистемы 12 стран Западной Европы (Бельгия, Германия, Испания, Франция, Греция, Италия, Югославия, Люксембург, Нидерланды, Австрия, Португалия, Швейцария) с максимальным потреблением около 230 ГВт;

объединение NORDEL, включающее энергосистемы 4 стран Северной Европы (Дания, Финляндия, Норвегия, Швеция), а также изолированно работающую энергосистему Исландии, с максимальным суммарным потреблением около 70 ГВт.

Вне перечисленных объединений работает энергосистема Великобритании.

В настоящее время установленная мощность электростанций, расположенных на территории европейских стран (включая ЕЭС СССР, охватывающую также часть районов Сибири и Казахстана), превышает 870 ГВт. Входящие в состав трех энергетических объединений электростанции в 1989 г. выработали более 3,8 триллиона кВт·ч. Причем более половины (около 53 %) электроэнергии было произведено электростанциями, входящими в состав энергообъединения стран Восточной Европы (ЕЭС СССР и ОЭС).

Каждое из трех имеющихся в Европе энергетических объединений обладает достаточно сильными внутренними связями на переменном токе.

© Энергоатомиздат, «Электричество», 1991

С соседними объединениями связь осуществляется с помощью линий электропередачи постоянного тока (ППТ), вставок постоянного тока (ВПТ) или локально на переменном токе. Таким образом, все энергосистемы европейских стран сейчас связаны между собой. В последнее время в ряде работ [1—3] рассматривается перспектива усиления электроэнергетических связей между энергообъединениями европейских стран.

Внутри каждого из объединений в значительных объемах осуществляется обмен электроэнергией, который носит характер как долгосрочных поставок, так и краткосрочных обменов, в том числе как суточных, так и сезонных. В 1989 г. суммарный объем взаимного обмена электроэнергией между объединениями стран Восточной Европы составил около 6 % собственного производства, стран Западной Европы — около 16 %, а Скандинавских стран — более 19 %.

Особенностью режима работы энергетического объединения стран Восточной Европы является практически постоянное направление потоков мощности внутри объединения — Советский Союз является экспортёром электроэнергии, а остальные страны в различном объеме импортируют электроэнергию: в 1990 г. Венгрия импортировала около трети потребляемой электроэнергии, Чехословакия — около 15 %, Болгария и Румыния — около 10 %.

Масштабы обмена электроэнергией между энергообъединениями Западной и Восточной Европы сейчас практически на порядок меньше, чем внутри этих объединений. Это определяется тем, что обмен между энергосистемами, входящими

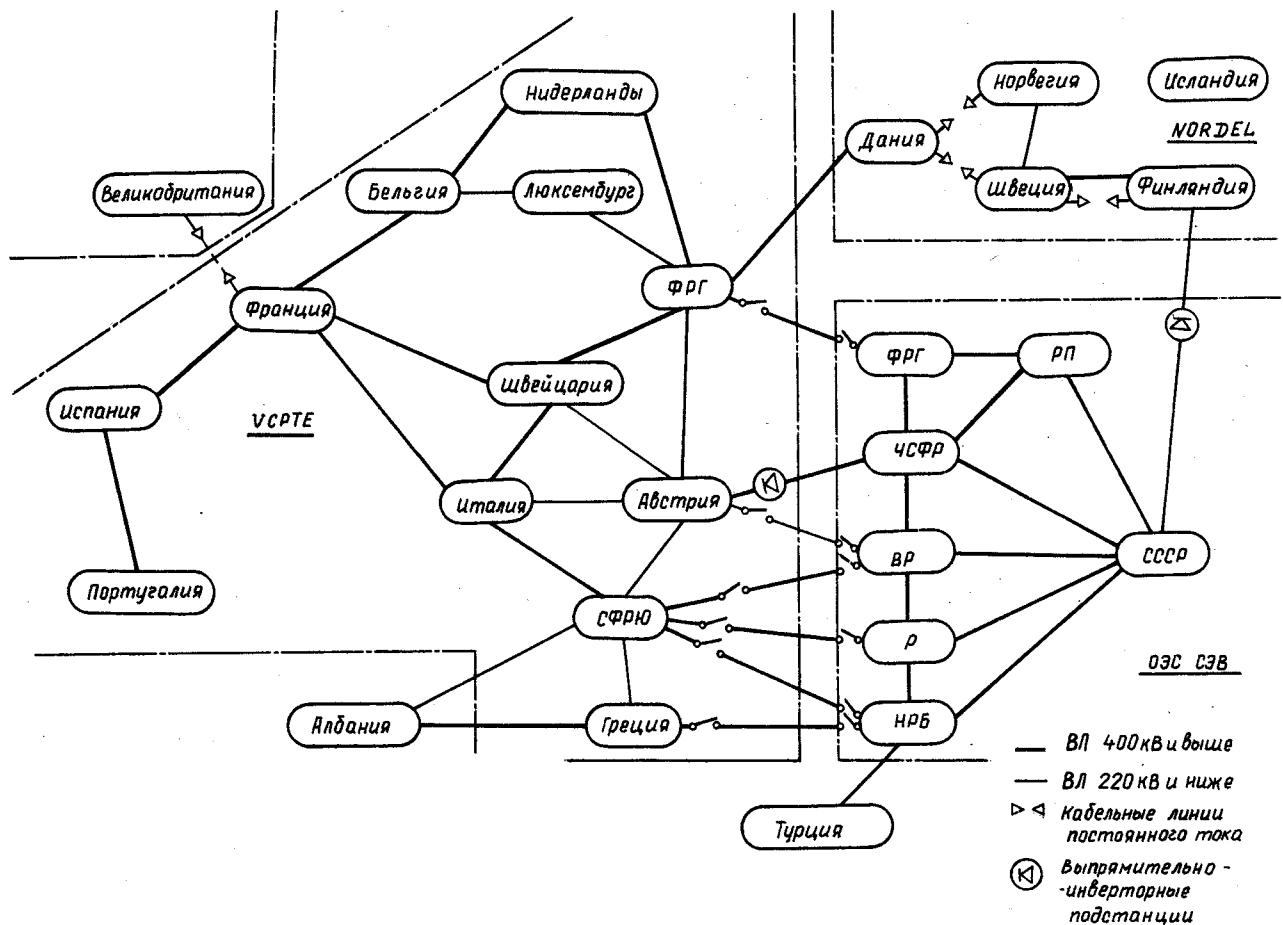


Рис. 1. Структурная схема энергообъединения европейских стран

ми в различные объединения, носит локальный характер и реализуется путем выделения «острова» нагрузки на питание от соседней энергосистемы или выделения части генерирующей мощности («острова» генерации) для передачи мощности по выделенной линии, и только между Австрией и Чехословакией этот обмен осуществляется через ВПТ.

Опыт локальных обменов электроэнергией между граничащими странами Восточной и Западной Европы насчитывает уже несколько десятилетий. Однако в связи с исторически сложившимися принципами несинхронной работы объединений такой обмен не мог осуществляться в достаточно широких масштабах, поскольку при этом требовалось бы увеличение «островов» генерирующей мощности или нагрузки, работающих с частотой передающей или принимающей энергосистемы, что лимитируется как существующими схемами системообразующих связей, так и надежностью энергоснабжения потребителей или работы выделенных генерирующих мощностей.

Такой обмен осуществляется по линии переменного тока между энергосистемами Венгрии и Австрии, Венгрии и Югославии, Румынии и Югославии, Болгарии и Югославии, Болгарии и Греции. Суммарно этот объем в 1989 г. составил около 2,0 млрд. кВт·ч. Всего к началу 1990 г. между энергообъединениями стран Восточной и Западной Европы имелось 17 линий электропе-

редачи (в одноцепном исчислении), в том числе 7 линий 400 кВ, 3 линии 220 кВ и 7 линий 110 кВ (рис. 2).

Качественно новые условия начали создаваться с сооружением в начале восьмидесятых годов ВПТ между энергосистемами СССР и Финляндии (1065 МВт), Чехословакии и Австрии (550 МВт). Их строительство позволило осуществлять экспорт электроэнергии в страны Западной Европы (Финляндию, Австрию), а также осуществлять сезонный обмен электроэнергией (СССР — Австрия), масштабы которых сохраняются практически постоянными на протяжении последних нескольких лет.

Различные аспекты сотрудничества стран Восточной и Западной Европы в области электроэнергетики начали прорабатываться заинтересованными странами и рядом международных организаций уже в начале 70-х годов. В 1980 г. на XI Конгрессе МИРЭК в Мюнхене этой проблеме была посвящена работа специально созданной группы. В настоящее время эта проблема изучается специальной рабочей группой UNIPEDE — UCPT.

В данной статье излагаются основные аспекты дальнейших работ по созданию электроэнергетического объединения европейских стран, выполняемых как в СССР, так и в созданной заинтересованными странами рабочей группе.

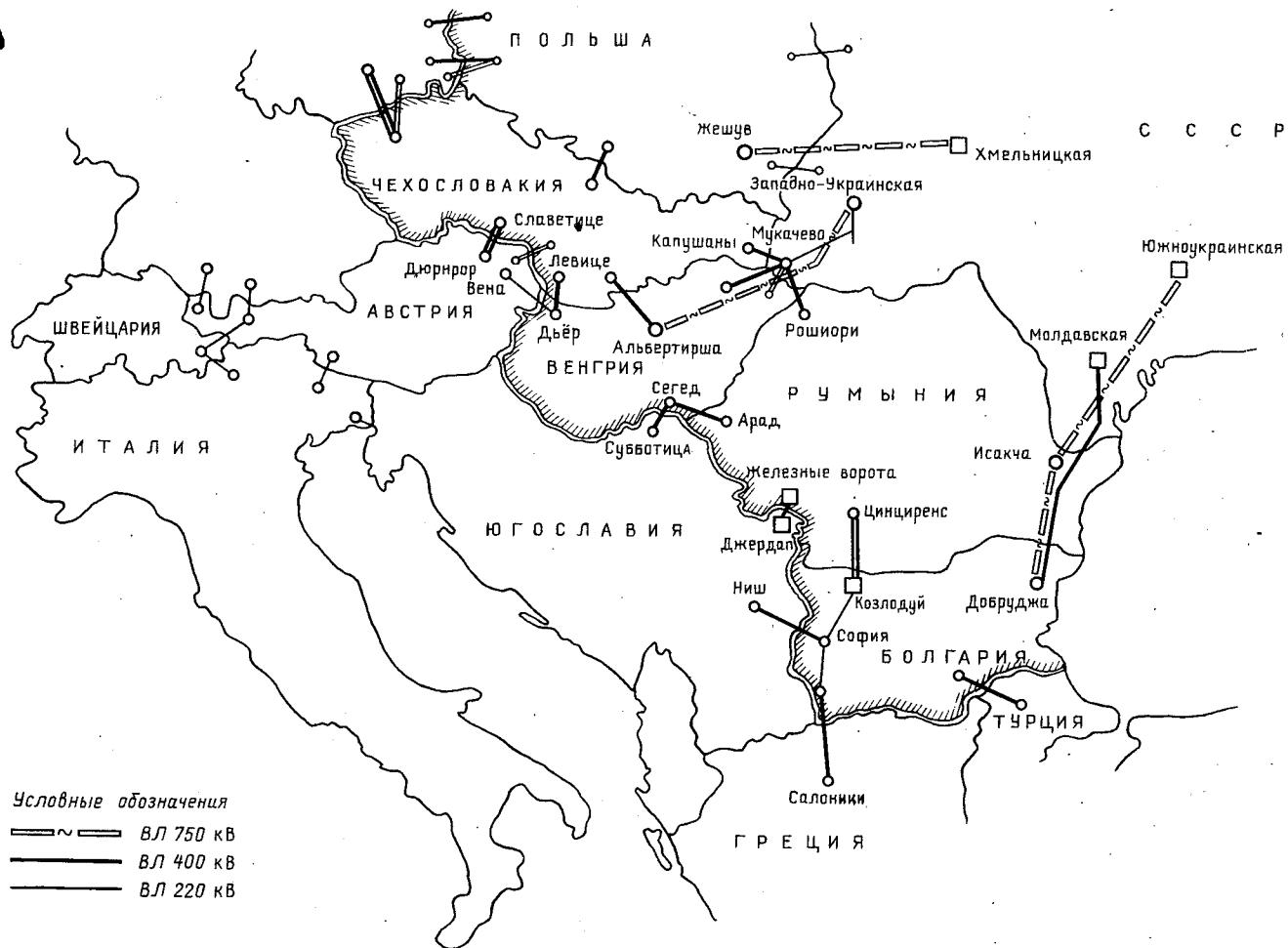


Рис. 2. Существующие межгосударственные линии электропередачи между энергосистемами стран Восточной и Западной Европы

Составляющие эффекта объединения энергосистем стран Европы. Эффективность объединения энергосистем может обуславливаться тремя составляющими:

долговременными поставками электроэнергии; краткосрочными поставками электроэнергии для оптимизации ее производства, целесообразность которых определяется топливной и гидроэнергетической конъюнктурой, разновременностью максимумов нагрузки и т. п.;

представлением резервов мощности и энергии при внеплановых ремонтах оборудования или линий электропередачи, внезапных перебоях с доставкой топлива, особых метеоусловиях и других, «форс-мажорных» случаях.

Советский Союз на протяжении длительного времени является экспортером энергетических ресурсов, в том числе и электроэнергии, поставляемой в европейские страны. Хотя такая направленность экспорта безусловно не является положительным фактором, однако, исходя из реально складывающихся экономических условий, можно полагать, что и в перспективе СССР будет осуществлять экспорт энергоносителей, включая передачу электроэнергии.

Возникшие трудности в реализации програм-

мы строительства АЭС, даже если их рассматривать как временные, а также возросшие требования к экологической чистоте классических ТЭС обуславливают необходимость сооружения в СССР установок на базе парогазовых технологий, в том числе с привлечением западных фирм к участию в организации производства и поставок в СССР парогазовых установок (ПГУ). При этом компенсация затрат западных партнеров может осуществляться в виде поставок электроэнергии. Такие предложения прорабатываются совместно с фирмами Италии и ФРГ.

Для решения вопросов объединения энергосистем стран Восточной, Западной и Северной Европы необходимо детально проработать и согласовать возможные технико-экономические аспекты и провести оценку составляющих ожидаемого эффекта для каждой из энергосистем.

Анализ условий работы энергосистем стран Восточной и Западной Европы позволяет сформулировать возможные направления сотрудничества и основные составляющие этого эффекта:

эффект от совмещения графиков электрической нагрузки, реализуемый за счет несовпадения по времени максимальных нагрузок в объединениях энергосистем стран Восточной и Западной

Европы, что позволяет в период собственного максимума получать мощность из другого объединения и соответственно снизить максимально включенную мощность собственных источников;

эффект от совмещения резервов мощности, достигаемый за счет снижения в каждом из объединений величины вращающегося резерва, исходя из снижения относительной величины расчетного резерва при росте мощности параллельно работающих энергообъединений;

эффект за счет рационального использования имеющихся энергоресурсов и структуры генерирующих мощностей, реализуемый за счет взаимного сезонного (а в ряде случаев и суточного) обмена электроэнергией;

краткосрочные поставки электроэнергии, осуществляемые на основе оперативной договоренности;

соглашения по аварийной помощи или обеспечению гарантированного резерва на согласованный период времени.

Вопросами многостороннего сотрудничества также являются развитие межсистемных и системообразующих линий электропередачи, обеспечивающих реализацию двусторонних соглашений, а также создание технических и организационных условий, гарантирующих транзит электроэнергии, обусловленный двусторонними соглашениями.

Так, например, в настоящее время реализуется двустороннее соглашение о сезонном обмене электроэнергией между Австрией и СССР. При этом в транзите этой электроэнергии участвует энергосистема Чехословакии.

На основании предварительного анализа зимних суточных графиков электрической нагрузки энергообъединений стран Восточной и Западной Европы, по нашей оценке, расчетная величина эффекта от совмещения максимумов нагрузки уже сейчас может достигать 4 ГВт. По ранее выполненным оценкам размеры обменных экономически оправданных потоков мощности могут составить 10 ГВт и более, однако эти значения требуют уточнений на основе анализа конкретных данных по структуре балансов мощности и электроэнергии обоих объединений.

Оценка возможных величин обмена электроэнергией позволит обосновать технические предложения по созданию связей между объединениями. При количественной оценке годового экономического эффекта объединения следует учитывать:

экономию расхода холостого хода за счет сокращения объема рабочей мощности при совмещении резервов

$$\mathcal{E}_{\text{х.х.}} = (b_{\text{х.х.}} \cdot 8760 \Delta P_{\text{рез}}) \mathcal{U}_{\text{т.}}$$

экономию топлива на пуске — останове за счет уменьшения объема ежедневно останавливаемой мощности

$$\mathcal{E}_{\text{п-о}} = (b_{\text{п-о}} \Delta P_{\text{тр.}} \cdot 365) \mathcal{U}_{\text{т.}}$$

снижение эксплуатационных расходов при сокращении рабочей мощности

$$\mathcal{E}_{\text{эксп}} = K_{\text{у.д.}} \Delta P_{\text{рез}} \mathcal{U}_{\text{э.р.}}$$

экономию органического топлива за счет сезонного обмена электроэнергией, а именно — в условиях Европы — обмена между системой с гидроресурсами летом и тепловыми станциями зимой; суммарный эффект — экономия топлива на ТЭС за счет использования всей воды ГЭС, т. е. в объеме сливаемой воды при отсутствии обмена

$$\mathcal{E}_{\text{обм}} = (\Delta P_{\text{обм}} B_{\text{обм}} T) \mathcal{U}_{\text{т.}}$$

Здесь T — время передачи энергии к ГЭС; b , $b_{\text{х.х.}}$, $b_{\text{п-о}}$ — удельный расход топлива и его составляющие (холостого хода, пуска — останова); \mathcal{U} , $\mathcal{U}_{\text{т.}}$, $\mathcal{U}_{\text{э.р.}}$ — цена и ее составляющие (топлива, эксплуатационных расходов).

В качестве примера можно указать, что совмещение максимумов нагрузки лишь на 1000 МВт (т. е. на 25 %) позволяет получить экономический эффект около 100 млн долл. в год (приложение).

Межсистемные электропередачи и перспективы их развития. Существующие в настоящее время возможности обмена электроэнергии «Восток — Запад» в значительной степени отстают от потребности в таком обмене, обусловленном указанными выше факторами.

Расширение масштабов обмена электроэнергией может быть выполнено как за счет сооружения новых ВПТ и ППТ, так и объединения по существующим сетям и сооружения новых линий электропередачи переменного тока.

В качестве возможных вариантов создания связи между энергосистемами стран Восточной и Западной Европы по предложению СССР рассматривались:

линии электропередачи переменного тока напряжением 1150 кВ протяженностью 2400 км, например, по трассе СССР — Чехословакия — Австрия — Швейцария;

линии электропередачи постоянного тока напряжением 1500 кВ (± 750 кВ) по той же трассе с промежуточными подстанциями в западной части СССР и Чехословакии;

сочетание линии электропередачи постоянного тока 1500 кВ от западных районов СССР в Швейцарию с двухцепной электропередачей 750 кВ по территории СССР.

Проведенные исследования показали, что технически возможно создать межсистемную электропередачу Восток — Запад протяженностью около 2400 км для передачи потока мощности до 6 ГВт как на переменном, так и на постоянном токе.

Предложения СССР в начале 80-х годов были представлены в ЕЭК ООН и рассмотрены группой экспертов, однако в дальнейшем не были поддержаны представителями стран Западной Европы, поскольку планами развития энергосистем этих стран не планировалось применение линий электропередачи классов напряжения выше 400 кВ, в том числе и ППТ. Одновременно с этим страны Восточной Европы начали работы по усилению межсистемных связей путем сооружения линий переменного тока 750 кВ. В период с 1979 по 1985 г. были введены в эксплуатацию линии

750 кВ СССР — Венгрия, СССР — Румыния, Румыния — Болгария, СССР — Польша.

С учетом вновь сооружаемых межсистемных линий электропередачи связь между объединениями Восточной и Западной Европы представлялось целесообразным осуществить путем сооружения нескольких ВПТ пропускной способностью по 500—2000 МВт суммарной мощностью 6000—10 000 МВт. В качестве потенциально возможных мест размещения ВПТ рассматривались:

между энергосистемами восточной и западной Германии (район Вольмирштедт);

между энергосистемами Чехословакии и Германии (район Градец);

между энергосистемами Венгрии и Австрии (район Дьер);

между энергосистемами Венгрии и Югославии (район Сегед);

между энергосистемами Болгарии и Югославии (район Софии и Ниш);

между энергосистемами Болгарии и Греции (район Благоевград и Салоники).

Следует отметить, что предложения о сооружении ВПТ между сетями энергосистем Чехословакии и Германии, а также Венгрии и Австрии находятся в стадии реализации.

Для усиления пропускной способности связей между сетями западных районов СССР и энергосистемами других стран Восточной Европы и с учетом имеющихся ограничений по прохождению линий электропередачи через зону Карпат и Татр рассматривалось также сооружение ППТ ± 750 кВ СССР — Германия по территории Польши (как вариант, получивший название «Северный ход»).

Специалистами СССР и Италии рассматривалась возможность долгосрочных поставок электроэнергии из СССР в Италию при мощности 1—2 ГВт. При участии Болгарии, Румынии и Греции был намечен вариант транзита электроэнергии через сети энергосистем этих стран с учетом сооружения ВПТ между сетями энергосистем Болгарии и Греции, а также подводной кабельной ППТ между Грецией и Италией. Второй вариант предполагал создание условий транзита мощности через энергосистемы Венгрии, Австрии и Югославии. При этом, исходя из предложений заинтересованных стран, рассматривались:

сооружение ВПТ Венгрия — Австрия и Венгрия — Югославия;

сооружение ВПТ Венгрия — СССР и Венгрия — Чехословакия.

Примером разработки варианта объединения энергосистем стран Восточной и Западной Европы является рассматриваемое специалистами Пройсенэлектра (ФРГ) и Минэнерго СССР предложение о сооружении ППТ из СССР в восточные районы Германии пропускной способностью 2—3 ГВт на напряжении ± 400 кВ или ± 500 кВ. Такая электропередача протяженностью около 1000 км, в том числе по территории Польши около 600 км, может служить как для долгосрочных поставок электроэнергии из СССР в Германию, так и для реализации других эффектов от объединения энергосистем европейских стран.

Варианты перехода к объединению энергосистем европейских стран. Опыт работы энергообъединения стран Западной Европы и многолетней параллельной работы энергосистем Восточной Европы и ЕЭС СССР от Германии на западе до Монголии на востоке дает основание рассматривать возможность перехода на параллельную работу практически всех стран Европы по сетям переменного тока. Однако в проведенных ранее исследованиях эта возможность не рассматривалась в основном по причине различного подхода к вопросам регулирования частоты и перетоков мощности, необходимого уровня надежности, резервов мощности и т. п.

В последнее время заинтересованные страны и ряд международных организаций рассматривают практические меры по объединению энергосистем европейских стран. При этом предварительно сформулированы некоторые общие требования.

Так, по мнению UCPTE основным условием подключения к этому объединению новых энергосистем является предотвращение длительных или кратковременных нарушений режима энергообъединения, превышающих допустимые по установленным правилам. В связи с этим в UCPTE выработана специальная процедура приема новых энергосистем, которая предусматривает представление информации по оборудованию и его параметрам, совместное обсуждение всех вопросов автоматического регулирования, релейной защиты и т. п., после чего проводится опытная параллельная эксплуатация вновь подключаемой энергосистемы с объединением. При этом период опытной параллельной эксплуатации (иногда несколько лет) продолжается до тех пор, пока в подключаемой энергосистеме не будут выполнены требуемые условия, основные из которых следующие:

правило $n-1$ (т. е. все согласованные перетоки мощности не должны вызывать перегрузок линий и оборудования или нарушений устойчивости при отключении какого-либо элемента схемы);

наличие резерва мощности, позволяющего в течение 15—30 мин ликвидировать возникший в энергосистеме дефицит при отключении наиболее крупного энергоблока (500, 1000 или 1500 МВт);

эффективное действие системы автоматического регулирования частоты и мощности с согласованными характеристиками.

При создании энергообъединения ЕЭС СССР и ОЭС подход был иной. Поскольку параллельная работа имеет значительные преимущества, необходимый уровень надежности в условиях недостаточных резервов мощности и малой пропускной способности линий электропередач обеспечивался за счет:

централизации диспетчерского ведения режима;

автоматического ограничения (или регулирования) межсистемных перетоков мощности;

противоаварийной автоматики.

В условиях различного подхода к обеспечению надежности параллельной работы возникли

сомнения в совместимости систем управления энергообъединений Восточной и Западной Европы. С учетом всех имеющихся технических, организационных, и других трудностей были предложены несколько вариантов поэтапного создания энергообъединения европейских стран:

«А» — переход на параллельную работу с UCPTE одной из энергосистем (или ее части);

«Б» — то же для группы энергосистем;

«В» — то же для ОЭС стран восточной Европы без ЕЭС СССР;

«Г» — одновременный переход на параллельную работу UCPTE и ОЭС стран Восточной Европы, включая ЕЭС СССР.

Анализ реальных условий показывает, что в настоящее время ни в одной из энергосистем ОЭС не выполняются в полной мере требования UCPTE, поэтому в варианте «А» можно говорить лишь о переходе на параллельную работу с UCPTE избыточной части какой-либо из энергосистем ОЭС. Такой подход может быть рассмотрен и в варианте «Б». Например, западные части энергосистем Восточной Германии отделяются от ОЭС и переходят на параллельную работу с UCPTE. Затем, по мере ввода новых энергомощностей в дефицитных частях энергосистем, линия раздела перемещается на восток, постепенно переходя к вариантам «В» и «Г».

Указанный подход имеет преимущество в том, что Европейское энергообъединение создается постепенно и не нарушает сложившихся принципов работы и развития UCPTE. Недостаток — значительное ухудшение надежности работы тех дефицитных частей ОЭС, которые остались работать параллельно с ЕЭС СССР.

В этих условиях целесообразно рассмотреть в качестве альтернативного предложения постепенное усиление межсистемных электропередач Восток — Запад по варианту «Г». Основная идея этого предложения состоит в том, что на первом этапе пропускная способность электропередачи Восток — Запад устанавливается на уровне крупного блока (например, 1000 МВт). Отключение электропередачи с такой мощностью равносильно отключению одного блока, т. е. расчетному возмущению в энергообъединении UCPTE. В дальнейшем, по мере накопления опыта параллельной работы, совершенствования системы регулирования частоты, увеличения резерва мощности в энергосистемах ОЭС и ЕЭС СССР пропускная способность электропередачи Восток — Запад будет постепенно увеличиваться.

При таком подходе на первый взгляд не должно быть понижения надежности работы ни в UCPTE, ни в ОЭС, ни в ЕЭС СССР. Однако необходимо детальное исследование вопросов режимов и управления ими в нормальных и аварийных условиях, которые показали бы реализуемость такого решения.

Первые результаты таких исследований приведены ниже.

Оценка пропускной способности, регулирование частоты и действие противоаварийной автоматики при параллельной работе энергосистем

европейских стран. Исследование режимов параллельной работы энергообъединений Восточной и Западной Европы было выполнено для этапа 1992 г. Этот период характеризуется тем, что должно быть завершено строительство новых ВЛ 400 кВ, по которым энергосистема Восточной Германии должна начать параллельную работу в составе UCPTE. При этом возможны три варианта:

переход на параллельную работу с UCPTE только энергосистемы Восточной Германии (с отключением связей с энергосистемами Польши и Чехословакии);

переход на параллельную работу с UCPTE энергосистемы Восточной Германии с частью энергосистем Польши и Чехословакии;

параллельная работа энергообъединений UCPTE и ОЭС стран Восточной Европы, включая ЕЭС СССР, по существующим линиям переменного тока, связывающим восточную часть Германии с Польшей и Чехословакией.

Расчеты режимов параллельной работы энергообъединений были выполнены по последнему варианту. Эквивалентная схема, в которой представлены энергосистемы, входящие в UCPTE, и западной части ЕЭС СССР, содержит 530 узлов и 730 ветвей. По этой схеме были рассчитаны нормальные и предельные по устойчивости режимы как при передаче мощности с востока на запад, так и в обратном направлении. Изменение режима производилось изменением загрузки электростанций Франции и восточной части Украины. Предельные режимы показаны на рис. 3. Как видно из этих расчетов, предельная мощность по сечению межсистемных линий электропередачи, связывающих энергосистему Германии с энергосистемами Польши и Чехословакии, составляет 3300 МВт при передаче потока мощности с востока на запад и 3250 МВт — с запада на восток. Анализ расчетов показывает, что предельный режим обусловлен расхождением углов в основном на этом участке.

Допустимые значения передаваемой мощности определяются исходя из указанных выше предельных значений с учетом величины нерегулярных колебаний потоков мощности (ΔP) и необходимого запаса устойчивости. Значение ΔP , определенное с учётом автоматического регулирования перетока по рассматриваемому сечению, равно 170—250 МВт.

С учетом этого значения и необходимости выполнения правила $n-1$ допустимый переток не должен превышать 2000 МВт. Таким образом, по имеющимся линиям вполне можно передавать мощность до 1000 МВт.

С помощью математической модели была проведена оценка характера изменения частоты и перетоков мощности в объединениях при условиях возмущений в энергообъединениях ЕЭС СССР, ОЭС стран Восточной Европы и UCPTE. Работа была выполнена во ВНИИЭ и ЦДУ ЕЭС СССР по программе, учитывающей первичное и вторичное регулирование турбин и переходные процессы при концентрированном представлении энергообъединений. Анализ этих исследований — тема от-

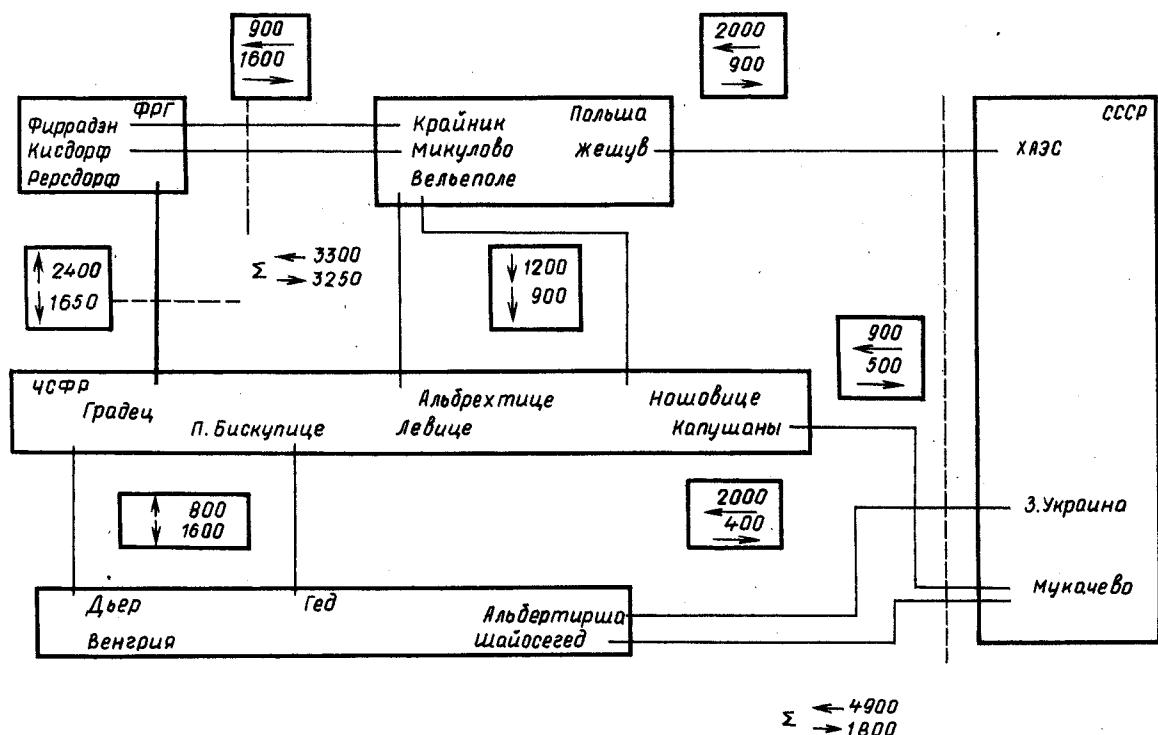


Рис. 3. Предельные по устойчивости потоки мощности между энергообъединениями стран Восточной и Западной Европы (по линиям ФРГ—Польша, ЧСФР; этап 1992 г.)

дельной статьи, а здесь следует отметить лишь основной результат: системы автоматического регулирования, применяемые в энергосистемах Восточной Европы и в ЕЭС СССР, вполне совместимы с системой автоматического регулирования, используемой в УСРТЕ. При этих исследованиях было принято, что в УСРТЕ регулирование частоты производится по статическим характеристикам. В энергосистемах Восточной Европы учитывалось регулирование сальдо перетоков мощности, как это принято в настоящее время. Система автоматического регулирования частоты и мощности в ЕЭС СССР в отличие от применяемого в настоящее время регулирования частоты с ограничением перетоков мощности, учитывалась в режиме регулирования перетока мощности по межсистемным линиям электропередачи между ЕЭС СССР и ОЭС стран Восточной Европы (по Львовскому сечению).

Для ограничения набросов мощности на межсистемные связи, могущих возникать при различных аварийных ситуациях в ОЭС или ЕЭС СССР на связях между УСРТЕ и ОЭС (т. е. ФРГ—Польша и ФРГ—ЧСФР), должна быть установлена делительная автоматика, для которой в порядке обсуждения можно предложить следующие параметры настройки:

- 1 ступень $P_{cp} = +1300$ МВт, $T_{cp} = 10$ мин;
- II ступень $P_{cp} = +2000$ МВт, $T_{cp} = (0,3 - 0,5)$ с.

Противоаварийная автоматика Львовского сечения в новых условиях должна быть принципиально изменена: действие ее на деление во Львовском сечении при параллельной работе с УСРТЕ заменяется действием на разгрузку

электростанций в ЕЭС СССР как в случае набросов мощности, так и в случае отключения отдельных линий. При этом следует стремиться к максимальному использованию пропускной способности линий в послеаварийных условиях для обеспечения правила «*n*—1».

Изменение принципа действия противоаварийной автоматики Львовского сечения в условиях параллельной работы ЕЭС—ОЭС—УСРТЕ должно существенно повысить надежность электроснабжения потребителей в энергосистемах Польши, Чехословакии и Венгрии как по отношению к существующему положению, так (и это особенно важно) по отношению к вариантам частичного перехода этих энергосистем на параллельную работу с УСРТЕ.

Это обусловлено тем, что в новых условиях при потере энергоблока в какой-либо из энергосистем не будет происходить отделение части ОЭС с понижением частоты и отключением потребителей от АЧР.

Выводы. 1. В перспективе создание энергообъединения Европейских стран может быть основано как на сооружении ППТ и ВПТ, так и на сооружении линий электропередач переменного тока напряжением 400 и 750 кВ. Для выбора напряжения, рода тока и технико-экономического обоснования таких электропередач должны быть проведены широкие исследования на двустороннем и многостороннем международном уровне, в которых должны быть учтены интересы стран в развитии энергетики.

2. Создавшаяся ситуация, обусловленная расширением электроэнергетического обмена Восток—Запад, делает актуальной задачу быстрой-

шего объединения энергосистем стран Европы по существующим линиям переменного тока. Возможны несколько вариантов постепенного решения этой задачи, в том числе переход на опытную параллельную работу ЕЭС — ОЭС — УСРТЕ по связям ФРГ — Польша и ФРГ — ЧСФР с перетоком 1000 МВт после намеченного на 1992 г. включения новых ВЛ 400 кВ между восточной и западной частями энергосистемы ФРГ. Дальнейшему расширению масштабов обмена электроресурсами будет способствовать также замыкание существующих межгосударственных линий электропередачи, особенно линий 400 кВ Болгария — Югославия, Румыния — Югославия и Болгария — Греция.

3. Результаты исследований показывают, что по условиям пропускной способности, регулирования частоты и перетоков мощности, противоваварийной автоматики и надежности электроснабжения потребителей предпочтительным является вариант постепенного повышения пропускной способности электропередачи Восток — Запад.

Приложение. Оценка эффекта от совмещения графиков электрической нагрузки и сокращения резервов мощности при параллельной работе энергосистем стран Восточной и Западной Европы. Расчетное значение совмещения графиков электрической нагрузки — 1000 МВт, сокращение резервов мощности — 300 МВт.

Совмещение графиков электрической нагрузки позволяет на период прохождения собственного максимума не вводить в работу соответствующие генерирующие мощности, а пик нагрузки покрывать за счет получения мощности (энергии) от другого объединения. При этом эффект достигается за счет:

• экономии расходов при пуске — останове генерирующей мощности ($\mathcal{E}_{\text{п-о}}$);

исключения расхода топлива, определяемого составляющей холостого хода неиспользуемого оборудования ($\mathcal{E}_{\text{x.x}}$);

исключения эксплуатационных расходов на содержание неиспользуемого оборудования ($\mathcal{E}_{\text{эксп.расх}}$).

$\mathcal{E}_{\text{п-о}} = (b_{\text{п-о}} \Delta P_{\text{гр}} n) \mathcal{U}_{\text{т}} = 73 \cdot 10^3 \text{ т у. т/год} \cdot \mathcal{U}_{\text{т}}$,
где $b_{\text{п-о}}$ — удельный расход топлива на пуск — останов генерирующей мощности (из прогретого состояния), условно принимаемый равным 0,2 т у. т/МВт/пуск; $\Delta P_{\text{гр}}$ — расчетная величина совмещения графика нагрузки, принимаемая равной 1000 МВт; n — годовое количество пусков — остановов, условно принимаемое равным один раз в сутки, т. е. 365 раз в год; $\mathcal{U}_{\text{т}}$ — расчетная цена топлива (долл/т у. т).

$$\mathcal{E}_{\text{x.x}} = (b_{\text{x.x}} \Delta P_{\text{гр}} n t) \mathcal{U}_{\text{т}} = (50 \cdot 10^3 \text{ т у. т/год}) \mathcal{U}_{\text{т}},$$

где t — расчетная требуемая продолжительность работы оборудования в пиковой зоне, условно принимаемая равной 4 ч; $b_{\text{x.x}}$ — удельный расход топлива на холостой ход оборудования — около 0,034 т у. т/(МВт·ч).

$$\mathcal{E}_{\text{эксп.расх}} = (K_{\text{э.р}} \Delta P_{\text{гр}}) \mathcal{U}_{\text{уд.к.в}} = 90 \mathcal{U}_{\text{уд.к.в}},$$

где $K_{\text{э.р}}$ — удельные годовые расходы на эксплуатацию генерирующей мощности для покрытия пиковой нагрузки, условно 9 % капитальных вложений; $\mathcal{U}_{\text{уд.к.в}}$ — удельные капиталовложения на сооружение генерирующей мощности (долл/кВт).

Всего эффект от совмещения графиков нагрузки в объеме 1000 МВт:

$$\mathcal{E}_{\text{совм.гр}} = \mathcal{E}_{\text{п-о}} + \mathcal{E}_{\text{x.x}} + \mathcal{E}_{\text{эксп.расх}} = 123 \cdot 10^3 \mathcal{U}_{\text{т}} + 90 \cdot 10^3 \mathcal{U}_{\text{уд.к.в}}.$$

При цене топлива $\mathcal{U}_{\text{т}} = 200$ долл/т у. т и $\mathcal{U}_{\text{уд.к.в}} = 500$ долл/кВт имеем

$$\mathcal{E}_{\text{совм.гр}} = 70 \cdot 10^6 \text{ долл/год.}$$

Сокращение резервов мощности позволяет сократить величину вращающегося («горячего») резерва в каждом из объединений при условии получения мощности в полном объеме в аварийных ситуациях из другого объединения.

При этом эффект достигается за счет: экономии расхода холостого хода в объеме сокращаемой мощности ($\mathcal{E}_{\text{x.x}}$);

исключения эксплуатационных расходов на содержание неиспользуемого оборудования ($\mathcal{E}_{\text{эксп.расх}}$). Здесь

$$\mathcal{E}_{\text{x.x}} = (b_{\text{x.x}} \Delta P_{\text{рез}} T) \mathcal{U}_{\text{т}} = 90 \cdot 10^3 \text{ т у. т/год} \cdot \mathcal{U}_{\text{т}},$$

где T — полное время поддержания «горячего» резерва — 8760 ч.

$$\mathcal{E}_{\text{эксп.расх}} = (K_{\text{э.р}} \Delta P_{\text{рез}}) \mathcal{U}_{\text{уд.к.в}} = 27 \mathcal{U}_{\text{уд.к.в}}.$$

Всего эффект от сокращения резервов при принятой выше цене топлива и стоимости капиталовложений равен

$$\mathcal{E}_{\text{сокр.рез}} = \mathcal{E}_{\text{x.x}} + \mathcal{E}_{\text{эксп.расх}} = 31 \cdot 10^6 \text{ долл/год.}$$

Таким образом, эффективность объединения энергосистем Восточной и Западной Европы при реализации только совмещения графиков в объеме 1000 МВт и сокращения резервов мощности в объеме 300 МВт в действующих ценах оценивается в размере не менее 100 млн долл. в год для каждого из объединений, т. е. суммарно более 200 млн долл. При этом не учитывается, что совмещение графиков сопровождается дополнительной экономией топлива за счет отказа от применения наименее экономичного пикового оборудования, использующего, как правило, наиболее дорогие и дефицитные виды топлива.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Central-European interconnection of electricity networks — proposal for an exercise.— Meeting of experts on the problems of planning and operating large power systems, Geneva, Febr. 1990, UN ECE, EP/GE, 2/R.78/Add. 3.
2. Situation and prospects of international interconnections.— Meeting of experts on the problems of planning and operating large power systems, Geneva, Jan. 1990, UN ECE, EP/GE, 2/R.79/Add.2.
3. Central-European interconnection planning and operation practices.— Meeting of experts on the problems of planning and operation large power systems, Geneva, May 1990, UN ECE, EP/GE, 2/R.78/Add.2/Rev.

Выбор типа воздушной линии электропередачи по комплексному критерию¹

ЗУЕВ Э. Н., канд. техн. наук

Московский энергетический институт

Развитие техники передачи электрической энергии на расстояние по воздушным линиям (ВЛ) трехфазного переменного тока, инициируемое проводимыми в этом направлении во всем мире научными исследованиями, на сегодняшний день достигло стадии, характеризующейся многообразием технических решений (типов ВЛ), отличающихся по своим техническим, экономическим и экологическим свойствам. В процессе развития традиционных конструкций ВЛ, как известно, последовательно осваивались линии все более высоких номинальных напряжений, с большим числом проводов в фазе и числом цепей на одной опоре, а также с различным взаимным расположением проводов фаз и цепей. К числу нетрадиционных типов, находящихся на различных этапах технической реализации, можно отнести ВЛ комбинированные, многофазные, компактные, управляемые самокомпенсирующиеся, настроенные, разомкнутые, пульсирующего тока и т. п. Общей характерной чертой второй группы ВЛ в современной литературе признается повышенная пропускная способность и пониженное экологическое влияние:

В связи с этим многообразием при перспективном проектировании электроэнергетических систем (ЭЭС) на расчетный срок 10—15 лет уже сегодня закономерно возникает проблема выбора не только номинального напряжения ($U_{ном}$), но и типа ВЛ, адекватных поставленной задаче — обеспечению передачи заданной активной мощности на заданное расстояние при соблюдении тех или иных технических и экологических ограничений и удовлетворении условиям оптимальности, квалифицируемая как проблема принятия решения.

В современном представлении ВЛ любого номинального напряжения — это протяженная многокомпонентная электромеханическая система, активно взаимодействующая с сопряженными элементами ЭЭС и с окружающей средой в пространственном и временном измерениях. Поэтому естественно, что решение задачи выбора типа ВЛ, как и любой другой сложной системы, требует предварительной четкой формулировки целей оптимизации, для достижения которых предназначено ее сооружение и последующее функционирование. Как известно, степень достижения этих целей оценивается количественно с помощью соответствующих критериев.

Общие требования, которым должен удовлетворять набор критериев при решении любой проблемы выбора, сформулированы в [1].

Система критериев должна:

количество оценивать все установленные цели, т. е. быть полной;

обеспечивать принятие единственного решения; не содержать дублирующих оценок одних и тех же влияющих факторов; включать в себя по возможности минимальное число критериев, отражающих лишь важнейшие аспекты решаемой задачи.

До недавнего времени большинство оптимизационных задач в области электроэнергетики ставились и решались как однокритериальные с использованием критерия максимальной сравнительной экономической эффективности — минимума приведенных затрат. Исключение не составляли и воздушные линии электропередачи, о чем свидетельствуют, например, [2, 3]. Однако в современных условиях способ принятия решения по единственному критерию представляется недостаточно правомерным. В связи с этим в настоящей статье предлагается подход к выбору типа ВЛ, базирующийся на использовании системы критериев, в максимальной степени соответствующей перечисленным выше требованиям.

Известно, что при подходе к решению задачи как к многокритериальной, наиболее сложным моментом является формулировка целей оптимизации, что в итоге эквивалентно формированию набора критериев оценки. Применительно к энергосистемам вообще и к системам электроснабжения (СЭС) в частности, в [4], например, в качестве таких целей рассматриваются экономическая эффективность, обеспечение надежности электроснабжения и качества электроэнергии, а также охрана окружающей среды. Если при рассмотрении СЭС в качестве критериев оценки принять минимум приведенных затрат на ее сооружение и эксплуатацию и минимумы ущербов от перерывов электроснабжения потребителей, ухудшения качества электроэнергии и экологической обстановки, то критериальные показатели (затраты, ущербы) будут иметь одинаковые единицы измерения, что позволяет объединить их в комплексный аддитивный критерий оптимальности и тем самым свести задачу к однокритериальной.

Однако такой подход правомерен лишь в случае признания одинаковой важности всех частных критериев, что, в свою очередь, требует дополнительного обоснования. В противном случае необходимо решать вопрос о приоритетности целей и об ее количественной оценке. Вместе с тем идея **преобразования «векторного» критерия**, содержащего несколько частных критериев, в **обобщенный скалярный** как нельзя лучше отвечает требованию обеспечения принятия однозначного решения и может быть использована и для решения рассматриваемой задачи выбора типа ВЛ.

Весьма важными представляются соображения авторов [5] о том, что сложность учета неопределенности некоторых параметров, влияющих на

¹ Статья печатается в порядке обсуждения. Отклик см. в разделе «Дискуссии».

значение целевой функции (ЦФ), определяет целесообразность отказа от использования в ней показателей одной размерности и формирования ее на основе натуральных показателей. Этот вывод, в сущности, подтверждает высказанную ранее в [6] мысль о необходимости использования при многокритериальной оптимизации так называемых «абсолютных» показателей.

Однако при использовании в качестве показателей оценки величин, имеющих разные единицы измерения, применение аддитивного критерия оптимальности требует их обязательного предварительного нормирования. Существуют различные способы нормирования, и их применение может повлечь за собой различие в результатах оптимизации, т. е. здесь при принятии решения приходится сталкиваться с неоднозначностью выбора. От этого недостатка свободны **мультиплексивные критерии**, формируемые в виде максимизируемого (минимизируемого) произведения показателей любой размерности [7].

Указанные три соображения (свертка векторного критерия, использование натуральных показателей и мультиплексивная форма обобщенного критерия) и были положены в основу разработки подхода к выбору типа ВЛ по комплексному критерию.

В соответствии с последним из перечисленных выше требований к набору критерии минимально достаточной и вместе с тем охватывающей все важнейшие аспекты проблемы выбора типа ВЛ представляется система, состоящая из трех следующих критериев:

- максимум экономической эффективности;
- максимум технической эффективности;
- минимум экологического ущерба.

При этом предполагается, что надежность схемы электроснабжения потребителей и качество электроэнергии обеспечивается в соответствии с действующими нормативами независимо от рассматриваемых альтернатив ВЛ.

Общепринятым на сегодня показателем экономической эффективности при сопоставлении проектных вариантов выступают приведенные затраты. В случае ВЛ они включают две составляющие, первая из которых пропорциональна стоимости сооружения линии, а вторая соответствует затратам на компенсацию потерь мощности и электроэнергии, зависящих и не зависящих от нагрузки. В ряде случаев [3, 8] предлагается учитывать в составе капиталовложений на сооружение линии электропередачи также стоимость отчуждаемой под ее трассу территории. Такой подход аналогичен описанному выше, т. е., ценность земли как частный критерий входит в качестве одной из составляющих в аддитивный скалярный критерий (подобно ущербам от перерывов электроснабжения потребителей и ухудшения качества электроэнергии). Вместе с тем в [3] утверждается, что в условиях СССР доля стоимости земли в общей стоимости сооружения 1 км ВЛ 330—750 кВ не превышает 5% (по зарубежным данным — 10—21%).

Однако не столько малость этой составляющей

капиталовложений приводит к мысли о необходимости отказа от такого способа учета ценности земли, сколько ее неопределенность. Стоимость отчуждаемой под трассу ВЛ территории оценивается по удельной стоимости (на 1 кв. км) изымаемой из обращения земли ($\bar{c}_{зем}$) и пропорциональна ширине полосы отчуждения (B). Нормативы стоимости освоения земель взамен изымаемых под постоянный отвод в зависимости от экономического района составляют 600—1100 тыс. руб/км² при прохождении трассы по пахотным землям и 300—500 тыс. руб/км² при отводе под трассу высокопродуктивных кормовых угодий [3]. Для Центрального района РСФСР эти усредненные показатели соответственно равны 695 и 375 тыс. руб/км². Однако в современный период прогрессирующей инфляции, роста цен и перехода к рыночной экономике использование этих усредненных показателей нельзя считать оправданным даже для приближенных оценок.

Кроме того, отличие реальных значений от усредненных может оказаться значительным. Так, например, в [9] для Московской области приводятся следующие средневзвешенные стоимости сельхозугодий: пашня — 300, плодово-ягодные насаждения — 600, сенокосы и пастбища — 230 тыс. руб/км². Таким образом, возникает необходимость дифференцированной оценки значений $\bar{c}_{зем}$ по конкретным районам с учетом прогнозируемой динамики изменения экономических показателей на рассматриваемый перспективный период. Трудноразрешимость такой задачи, как и задачи установления удельных ущербов от перерывов электроснабжения потребителей и ухудшения качества электроэнергии, заставляет обратиться к использованию натурального показателя для оценки экологического ущерба от сооружения ВЛ; сущность этого показателя будет рассмотрена ниже.

Переходя к рассмотрению второй цели оптимизации — достижению максимума технической эффективности, отметим прежде всего, что ЛЭП является единственным элементом ЭЭС, для которого не определен параметр, являющийся «номиналом» мощности. Для всех остальных элементов ЭЭС (генераторов, трансформаторов, синхронных компенсаторов и т. п.) определена **номинальная мощность**, т. е. мощность, при работе с которой данный элемент характеризуется наилучшими технико-экономическими показателями. Для ЛЭП такой параметр, к сожалению, отсутствует, а он необходим, чтобы (как это делается во всех других случаях) выбирать подходящий тип линии, т. е. с номинальным параметром, адекватным заданной максимальной передаваемой мощности ($P_{нб}$). По нашему представлению, именно натуральная мощность ($P_{нат}$) может выступать в роли такого репрезентативного параметра по следующим причинам.

Во-первых, если под технической эффективностью понимать способность линии длительно (т. е. в нормальном режиме) выполнять свои технические функции (передачу мощности $P_{нб}$) с наилучшими техническими показателями, то

в качестве такого показателя может применяться величина потерь активной мощности. При передаче мощности, равной натуральной, эти потери минимальны. При отличии $P_{\text{нб}}$ от $P_{\text{нат}}$ потери заметно возрастают и тем в большей степени, чем больше длина линии (см. рис. 3.17 в [10]).

Во-вторых, как показано в [11], функция затрат на сооружение и эксплуатацию ВЛ любого конструктивного исполнения при выборе сечений проводов по заданной плотности тока в большинстве случаев имеет минимум при значениях $P_{\text{нб}}/P_{\text{нат}}$, близких к единице (от 0,8 до 1,2), что согласуется с выводами [12], полученными на основе статистической обработки данных для традиционных ВЛ разных номинальных напряжений, об эквивалентности натуральной мощности средней экономической нагрузке линии.

В-третьих, $P_{\text{нат}}$ — это единственный **комплексный физический показатель**, который содержит информацию:

о электрических и магнитных свойствах среды, в которой распространяется электромагнитная волна;

о геометрических и электрических характеристиках отдельных токоведущих элементов (ТВЭ);

о геометрических характеристиках всей совокупности ТВЭ, образующих линию (число и взаимное расположение ТВЭ в фазе, число и взаимное расположение фаз);

о классе изоляции линии (номинальное напряжение).

Резюмируя сказанное, можно предположить, что **альтернативных технических показателей**, с той же полнотой характеризующих физические и режимные свойства ВЛ, **не существует**.

Вторая цель оптимизации может трактоваться и как увеличение плотности потока энергии, передаваемой по линии. Эта идея лежит в основе разработок ВЛ повышенной пропускной способности. При этом в большинстве современных работ в СССР и за рубежом под повышением пропускной способности понимается именно увеличение натуральной мощности $P_{\text{нат}} = U_{\text{ном}}^2/Z_{\text{в}}$, где $Z_{\text{в}}$ — волновое сопротивление линии. Причина состоит в том, что величине $P_{\text{нат}}$ пропорциональна предельная по условиям статической устойчивости передаваемая мощность $P_{\text{пр}} \approx P_{\text{нат}}/\sin \beta_{\text{вл}} L$, где $\beta_{\text{вл}} \approx 0,06$ град/км — коэффициент изменения фазы электромагнитной волны. Из выражения для $P_{\text{пр}}$ следует, что ее относительное значение ($P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}}/P_{\text{нат}}$) для ВЛ любых номинальных напряжений определяется лишь длиной линии. Значения $P_{\text{пр}}$ в диапазоне длин от 100 до 1500 км представлены ниже:

Вместе с тем ограничение передаваемой мощности указанным пределом является активным лишь для достаточно протяженных линий. Для относительно коротких линий передаваемая мощность ограничивается не условиями статической устойчивости, а допустимым нагревом проводов. Максимально допустимая по условиям нагрева активная мощность $P_{\text{доп max}}$ при наибольшем (F_{max}) из применяемых при данном $U_{\text{ном}}$ сечений единичного провода, будучи выражена в долях от $P_{\text{нат}}$, составляет:

$$P_{\text{доп max}} = P_{\text{доп max}}/P_{\text{нат}} = S_{\text{доп max}} \cos \varphi / P_{\text{нат}} =$$

$$= \sqrt{3} N I_{\text{доп max}} U_{\text{ном}} \cos \varphi / P_{\text{нат}},$$

где N — число проводов в фазе; $I_{\text{доп max}}$ — допустимый для F_{max} ток.

Точки пересечения прямой, соответствующей значению $P_{\text{доп max}}$, с кривой $P_{\text{пр}} = f(L)$ соответствует

«границное» значение длины $L_{\text{пр min}}$, при котором происходит смена характера ограничения пропускной способности ВЛ. Минимальному же сечению из числа применяемых при данном $U_{\text{ном}}$ соответствуют значения $P_{\text{доп min}}$ и $L_{\text{пр max}}$. В ка-

честве примера на рис. 1 показаны диапазоны $P_{\text{доп}}$ и $L_{\text{пр}}$ для традиционных ВЛ 110 кВ ($F_{\text{max}} =$

$= 240 \text{ мм}^2$, $F_{\text{min}} = 70 \text{ мм}^2$). Значения $L_{\text{пр min}}$ для ВЛ 110—500 кВ представлены в табл. 1 (при принятом в [13] значении $\cos \varphi = 0,9$).

Из табл. 1 следует, что смена характера ограничения пропускной способности для

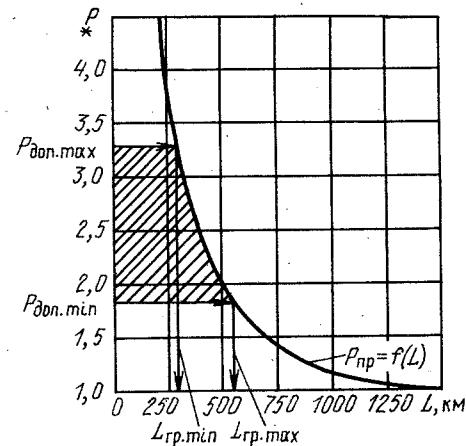


Рис. 1. Зависимость относительной предельной передаваемой мощности $P_{\text{пр}}$ от длины линии L и диапазон относительных значений допустимой по условиям нагрева мощности $P_{\text{доп}}$ для ВЛ 110 кВ

Таблица 1

$U_{\text{ном}}$, кВ	N	Марка провода	$I_{\text{доп max}}$, А	$P_{\text{нат}}$, МВт	$P_{\text{доп max}}$, о. е.	$L_{\text{пр min}}$, км
110	1	AC 240/32	605	31	3,35	290
220	1	AC 500/64	945	126	2,58	380
500	3	AC 500/64	945	875	2,53	388

L , км	100	200	300	400
$P_{\text{пр}}$, о. е.	9,57	4,81	3,24	2,45

L , км	500	750	1000	1500
$P_{\text{пр}}$, о. е.	2,00	1,41	1,16	1,00

ВЛ 110—500 кВ традиционного исполнения с максимальным сечением проводов происходит при длинах, лежащих в диапазоне 300—400 км. Эти значения $L_{\text{пр} \min}$ превышают наибольшие протяженности ВЛ 110—220 кВ и среднюю длину участков сети 500 кВ ($L_{\text{ср}(500)}=280$ км [13]). Это означает, что при реальных для современных условий расстояниях между источниками питания и приемными подстанциями в электрических сетях 110—500 кВ задача повышения пропускной способности ВЛ в смысле увеличения натуральной мощности по меньшей мере не является первостепенной.

Однако, несмотря на это, повышение натуральной мощности целесообразно в любом случае, поскольку, как известно, оно сопровождается рядом дополнительных положительных эффектов, а именно:

расширением диапазона передаваемых активных мощностей, для которого характерен избыток реактивной мощности в линии (т. е. превышение генерации над потерями), что эквивалентно некоторой экономии мощности компенсирующих устройств;

снижением потерь активной мощности и электроэнергии за счет уменьшения перетоков реактивной мощности по участкам сети.

Таким образом, основываясь на изложенных выше соображениях, представляется правомерным считать показателем технической эффективности ВЛ ее натуральную мощность и принять в качестве второго критерия ее максимум. Этот критерий используется при выборе размеров фаз газоизолированных линий [14]. Величина $P_{\text{нат}}$ принята в качестве критериального показателя для нетрадиционных ВЛ и в работах Белорусского политехнического института [15].

Третья цель оптимизации (минимум экологического ущерба) при соблюдении условий ограничения потерь на корону, акустического шума, помех радио- и телевизионному приему и т. п. выливается в **минимизацию ширины полосы отчуждения под трассу линии**. Сегодня в перспективе необходимо считать эту цель вполне равноправной среди других приоритетных целей. Целесообразность использования этого натурального показателя в качестве критериального подтверждается всем мировым опытом разработки вариантов ВЛ с минимальной шириной трассы, а именно:

ВЛ одного номинального напряжения на многоцепных опорах;

ВЛ разных номинальных напряжений на общих опорах («комбинированные» ВЛ);

одноцепных компактных ВЛ с числом проводов в фазе $N > 1$;

многоцепных («многофазных») компактных ВЛ с фиксированным сдвигом векторов фазных напряжений разных цепей.

В связи с вышеизложенным предлагается осуществлять выбор оптимального варианта типа ВЛ по комплексному мультиплексивному критерию, учитывающему все три цели оптимизации,

а именно:

$$z_{\text{уд}} = Z_0 \cdot B / P_{\text{нат}} \Rightarrow \min, \quad (1)$$

т. е. по минимуму удельных затрат на 1 МВт натуральной мощности (если приведенные затраты на сооружение и эксплуатацию 1 км ВЛ Z_0 выражены в руб/(км·год), а ширина полосы отчуждения B — в км). Таким образом, предложенный обобщенный скалярный критерий выбора оптимального варианта ВЛ имеет простую физическую трактовку и при исключении неопределенности исходных данных позволяет принять однозначное решение.

В качестве иллюстрации применения данного критерия сопоставим варианты традиционной ($N=1$) и компактных одноцепных ВЛ 110 кВ с вертикальными плоскими фазами и $N=2—4$. Для традиционной ВЛ примем максимальное сечение провода, т. е. $F_{\text{тр}}=F_{\text{max}}=240 \text{ мм}^2$, а для компактных линий сечение единичного провода $F_{\text{пр},k}$ примем исходя из условия примерного равенства затрат проводникового материала (алюминия), т. е. $F_{\Sigma k}=N F_{\text{пр},k} \approx F_{\text{тр}}$. Предположим, что ВЛ должна сооружаться в одной из ОЭС Европейской части СССР во II климатическом районе по гололеду на металлических свободно стоящих опорах и имеет график нагрузки, характеризующийся числом часов использования максимума $T_{\text{нб}}=5000$ ч/год, чему соответствует время максимальных потерь мощности $\tau \approx 3400$ ч/год. Примем коэффициент попадания максимума нагрузки линии в максимум нагрузки ЭЭС равным 1. При этом в соответствии с [13] удельные затраты на компенсацию потерь мощности и электроэнергии, зависящих от нагрузки, составляют $z'=2,15 \cdot 10^{-5}$ тыс. руб/(кВт·ч).

Некоторые геометрические характеристики сравниваемых вариантов представлены в табл. 2, где a — расстояние между соседними проводами в вертикальной плоской расщепленной фазе; $h_{\Phi}=a(N-1)$ — вертикальный размер фазы; $d_{\text{мф}}$ — расстояние между соседними фазами по горизонтали (см. рис. 2). Значения этих размеров приняты по данным [16].

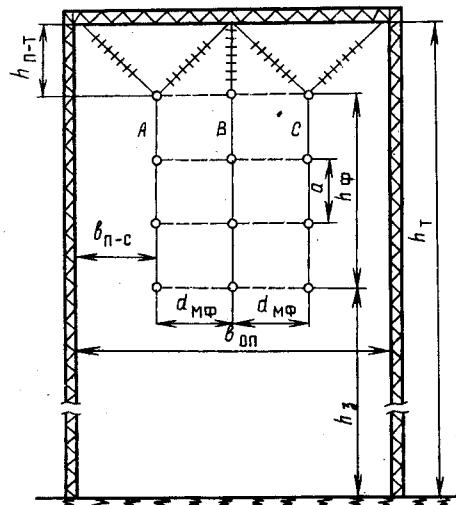


Рис. 2. Эскиз промежуточной опоры одноцепной компактной ВЛ 110 кВ с плоскими фазами

Таблица 2

Вариант	<i>N</i>	Марка провода	F_{Σ} , мм^2	a_1 , м	h_{ϕ} , м	d_{ϕ} , м
I	1	AC 240/32	240	—	—	4,0
II	2	AC 120/19	240	0,6	0,6	1,4
III	3	AC 95/16	285	1,2	2,4	1,4
IV	4	AC 70/11	280	1,2	3,6	1,4

Для представленных в табл. 2 вариантов по данным [16] были приняты значения погонных реактивных параметров (x_0 и b_0), по которым определены волновые сопротивления ($Z_b \approx \sqrt{x_0/b_0}$) и натуральные мощности линий, представленные в табл. 3. Там же приведены допустимые (по условиям нагрева) мощности и их относительные значения ($P_{\text{доп. л}} = P_{\text{доп. л}}/P_{\text{нат.}}$), а также натуральная мощность в пересчете на линию с одним проводом в фазе ($P_{\text{нат. пр}} = P_{\text{нат. л}}/N$).

Таблица 3

Вариант	x_0 , Ом/км	b_0 , мкСм/км	Z_b , Ом	$P_{\text{нат. л}}$, МВт	$P_{\text{нат. пр}}$, МВт	$P_{\text{доп. л}}$, МВт	$P_{\text{доп. л}}^*$, о. е.
I	0,41	2,7	390	31	31,0	104	3,35
II	0,21	5,2	201	60	30,0	134	2,23
III	0,14	7,8	134	90	30,0	170	1,89
IV	0,11	10,4	103	118	29,5	182	1,54

Как видно из табл. 3, у компактных ВЛ 110 кВ с $N > 1$ натуральная мощность линии возрастает пропорционально N , а в пересчете на линию с одним проводом в фазе ($P_{\text{нат. пр}}$) практически не отличается от значения, характерного для традиционной конструкции с $N = 1$ (примерно 30 МВт). Относительное значение мощности, допустимой по условиям нагрева, с ростом N до 4 существенно снижается, что вызвано более интенсивным ростом $P_{\text{нат. л}}$ по сравнению с $P_{\text{доп. л}} = N P_{\text{доп. пр}}$, где $P_{\text{доп. пр}}$ при условии $F_{\Sigma k} \approx F_{\text{тр}}$ уменьшается по мере перехода ко все более мелким сечениям (240 \rightarrow 120 \rightarrow 95 \rightarrow 70 мм^2).

Уменьшение $P_{\text{доп. л}}$ с ростом N в свою очередь вызывает смещение точки пересечения прямой $P_{\text{доп. л}} = \text{const}$ с зависимостью $P_{\text{пр}} = f(L)$ вправо (см. рис. 1), т. е. значения $L_{\text{тр}}$ увеличиваются по сравнению с фигурирующими в табл. 1. Следовательно, для реальных протяженностей ВЛ 110 кВ в компактном исполнении так же, как

и в традиционном, активным ограничением передаваемой мощности является допустимый нагрев проводов, а не условия статической устойчивости. Расчеты показывают, что этот вывод справедлив и для компактных ВЛ 220 кВ. Поэтому говорить о повышении натуральной мощности как о первостепенной задаче применительно к ВЛ 110—220 кВ не приходится.

В табл. 4 приведена информация по оценке первого критериального показателя — приведенных затрат на сооружение и эксплуатацию 1 км ВЛ (Z_0). Фигурирующая здесь стоимость сооружения 1 км ВЛ традиционного исполнения ($N = 1$) принята по данным [13], а для компактных ВЛ с $N > 1$ значения K_0 оценивались с помощью коэффициентов удешевления ($k_{\text{удор}}$), взятых из [16], т. е. по выражению $K_{0k} = K_0 \text{тр} \cdot k_{\text{удор}}$. Там же приведены и значения удельных капиталовложений (на единицу натуральной мощности линии), т. е. $K_{\text{уд}} = K_0/P_{\text{нат. л}}$.

Если считать натуральную мощность показателем технической эффективности ВЛ, т. е. своего рода «номиналом», то отнесение стоимости сооружения 1 км ВЛ к единице натуральной мощности представляется вполне логичным. Этот удельный показатель правомерно использовать наряду с такими, как стоимость 1 установленного киловатта генерирующей мощности, стоимость 1 кварт компенсирующих устройств и т. п. Как известно, общей закономерностью технических устройств является снижение удельных капиталовложений по мере увеличения их единичной мощности (производительности). Как видно из табл. 4 компактные ВЛ также подчиняются этой закономерности. Так, для ВЛ 110 кВ переход от $N = 1$ к $N = 4$ характеризуется снижением удельных капиталовложений примерно в 3 раза, что косвенно указывает на перспективность таких конструкций.

Для оценки затрат на компенсацию потерь мощности и электроэнергии на нагрев проводов $Z_{\text{пот. 0}} = \mathcal{Z} \cdot \Delta P_{\text{нб 0}} \cdot t$ в соответствии с требованием приведения вариантов к одинаковому энергетическому эффекту в качестве наибольшей расчетной активной нагрузки ($P_{\text{нб}}$) принималась величина, обеспечивающая работу традиционной ВЛ в послеаварийном режиме с коэффициентом перегрузки $k_{\text{ав}} = 2^*$, т. е. $P_{\text{нб}} = P_{\text{доп. пр}}/2 = 52$ МВт =

* Предполагается, что рассматриваемая линия является одной из двух параллельных цепей, обеспечивающих электроснабжение одного и того же узла нагрузки.

Таблица 4

Вариант	$k_{\text{удор}}$, о. е.	K_0 , тыс. руб/км	$K_{\text{уд}}$, руб/МВт·км	$\Delta P_{\text{нб 0}}$, кВт	$Z_{\text{пот. 0}}$, тыс. руб/км·год	K_0 , тыс. руб/км·год	Z_0 , тыс. руб/км·год	Z_0 , о. е.
I	1,00	18,8	606	33,2	2,43	2,78	5,21	1,00
II	1,11	20,9	348	34,2	2,50	3,09	5,59	1,07
III	1,21	22,7	252	28,0	2,05	3,36	5,41	1,04
IV	1,30	24,4	207	29,4	2,15	3,61	5,76	1,11

=idem. Отметим, что при точном соблюдении условия $F_{\Sigma_k} = F_{tr}$ и при допущении о том, что для единичного провода погонное активное сопротивление $R_{0,pr} = \rho/F_{pr}$ (где ρ — удельное электрическое сопротивление), потери активной мощности при наибольшей нагрузке (ΔP_{nbo}) будут одинаковы для всех вариантов. Действительно,

$$\Delta P_{nbo} = 3I_{nbo}^2 R_{0,pr} / N = 3I_{nbo}^2 \rho / NF_{pr} = k / F_{\Sigma_k} = idem.$$

Это, в свою очередь, означает, что вторая составляющая полных затрат $Z_0 = (E_n + a_n) K_0 + Z'_{pot,0}$, будучи одинаковой для этих вариантов, должна быть исключена из Z_0 [13]. При этом критерий (1) преобразуется к виду

$$k_{ud} = K_0 \cdot B / P_{nat} = K_{ud} \cdot B \Rightarrow \min. \quad (2)$$

Параметр k_{ud} имеет единицу измерения руб/МВт, т. е. представляет собой удельные капиталовложения в чистом виде. В отличие от K_{ud} этот параметр не связан с единицей длины и поэтому еще в большей степени аналогичен удельным показателям для остальных элементов ЭЭС.

В связи с тем, что для рассматриваемых вариантов условие $F_{\Sigma_k} = F_{tr}$ выполняется лишь приближенно (за исключением вариантов I и II), значения Z_0 в табл. 4 определены с учетом $Z'_{pot,0}$. Первая составляющая Z_0 , т. е. $K_0 = (E_n + a_n) K_0$, определена при $E_n = 0,12$ 1/год и суммарном коэффициенте отчислений на амортизацию и обслуживание $a_n = 0,028$ 1/год [13]. В правой колонке табл. 4 даны также относительные значения затрат $Z_0 = Z_{ok} / Z_{tr}$, показывающие, что при общепринятом подходе к оценке по единственному критерию (минимум Z_0) компактные линии 110 кВ по экономической эффективности незначительно уступают традиционным. Однако при исключении из целевой функции затрат на компенсацию потерь в силу их примерного равенства (см. табл. 4), т. е. при оценке лишь по капиталовложениям, различие экономических свойств компактных и традиционных ВЛ выражается значением коэффициента удорожания, отличие которого от единицы достигает 30 %, т. е. весьма существенно.

Проигрывая традиционным ВЛ в той или иной степени по экономическим показателям, компактные ВЛ с плоскими вертикальными фазами имеют определенное преимущество перед ними с точки зрения уменьшения горизонтального габарита линии за счет применения опор «охватывающего» типа и фиксации взаимного расположения фаз на опоре и в пролете за счет использования их V-образной подвески и изолирующих распорок (см. рис. 2). Если для тради-

ционной ВЛ 110 кВ с горизонтальным расположением провода в соответствии с [13] ширина коридора составляет $B_{tr} = 51$ м, то для рассматриваемых вариантов компактных конструкций $B_k \approx \approx 46$ м, т. е. на 10 % меньше, что дает существенную экономию территории.

Итак, нами получены оценки показателей, соответствующих всем трем принятым частным критериям оптимизации (приведенные затраты, натуральная мощность, ширина полосы отчуждения), что позволяет перейти к оценке вариантов по комплексному критерию (1) и его модификации (2). Результаты этой оценки представлены в табл. 5.

В табл. 5, помимо экономических показателей, даны также значения отношения $P_{nat,0} / B$, которое соответствует единому критерию выбора типа ВЛ лишь по техническим и экологическим соображениям ($P_{nat,0} / B \Rightarrow \max$). По своему физическому смыслу это отношение характеризует линейную плотность потока мощности (на 1 м ширины трассы), которая с ростом N от 1 до 4 увеличивается в 4,2 раза, что лишний раз подтверждает целесообразность расщепления фаз.

Наряду с абсолютными значениями k_{ud} и Z_{ud} в табл. 5 приведены и их относительные значения при использовании в качестве базисной величины, соответствующей традиционной ВЛ. Их сопоставление показывает, что в силу примерной одинаковости затрат на компенсацию потерь в вариантах с различными N зависимости $k_{ud} = f(N)$ и $Z_{ud} = f(N)$ очень близки (см. рис. 3), причем зависимость $Z_{ud} = f(N)$ вполне удовлетворительно совпадает с гиперболой $Z_{ud} = 1/N$. Таким образом, анализ полученных результатов показывает, что основным фактором, определяющим преимущества рассматриваемых компактных ВЛ по отношению к традиционным, является рост натуральной мощности. Это преимущество проявляется тем в большей степени, чем на большее число составляющих расщеплена фаза линии.

Выводы. 1. В качестве показателя технической эффективности такого элемента ЭЭС как воздушная линия электропередачи целесообразно принимать значение натуральной мощности ВЛ.

2. Показателем, отражающим экологический ущерб от сооружения воздушной линии, предлагается считать ширину полосы отчуждения под ее трассу.

Таблица 5

Вариант	$P_{nat,0}$ МВт	$P_{nat,0}$ о. е.	$P_{nat,0} / B$ МВт/м	K_0 тыс. руб/км	k_{ud} руб/МВт	k_{ud} о. е.	Z_0 руб км·год	Z_{ud} руб МВт·год	Z_{ud} о. е.
I	31	1,00	0,608	18,8	30,92	1,00	5210	8,57	1,00
II	60	1,94	1,304	20,9	16,03	0,52	5590	4,29	0,50
III	90	2,90	1,956	22,7	11,61	0,38	5410	2,77	0,32
IV	118	3,81	2,565	24,4	9,51	0,31	5760	2,25	0,26

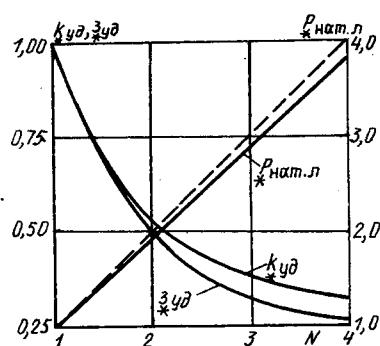


Рис.3. Зависимости относительных значений натуальной мощности $P_{\text{нат.л}}$, удельных капиталовложений $k_{\text{уд}}$ и удельных затрат $z_{\text{уд}}$ ВЛ 110 кВ от числа проводов в фазе N

3. Выбор типа воздушной линии при перспективном проектировании ЭЭС предлагается осуществлять по трем критериям, характеризующим достижение максимальной экономической и технической эффективности и минимума экологического ущерба, при соблюдении всех технических ограничений, условий сопоставимости и условий работы линии в сети.

4. В качестве комплексного критерия, в мультиплексивной форме отражающего все три цели оптимизации, предлагается принять минимум удельных затрат (на единицу натуальной мощности).

5. Сопоставление по указанному в п. 4 выводов критерию традиционных воздушных линий 110 кВ с вариантами компактных линий с плоскими фазами, расщепленными на 2—4 провода, показывает существенные преимущества последних, связанные в первую очередь со значительным увеличением их натуальной мощности и экономией отчуждаемой под трассу территории.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Кини Р. Л., Райфа Х. Принятие решений при многих критериях: предпочтения и замещения: Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1981.
- Шнель Р. В., Воропаев П. В., Картавцев В. В. Выбор основных параметров высоковольтных электропередач.— Воронеж: Изд-во ВГУ, 1984.
- Лисочкина Т. В. Экономические проблемы создания воздушных линий электропередачи переменного тока сверхвысокого напряжения.— Л.: Изд-во ЛГУ, 1987.
- Арзамасцев Д. А., Липес А. В., Мызин А. Л. Модели оптимизации развития энергосистем: Учебник для электроэнергетических специальностей вузов.— М.: Высшая школа, 1987.
- Левин М. С., Лещинская Т. Б. Методы теории решений в задачах оптимизации систем электроснабжения: Учебное пособие.— М.: ВИПКЭнерго, 1989.
- Веников В. А., Шнель Р. В. Оценка технических систем по абсолютным показателям.— Изв. вузов. Энергетика, 1981, № 11.
- Брахман Т. Р. Многокритериальность и выбор альтернатив в технике.— М.: Радио и связь, 1984.
- Цирель Я. А. Учет ценности земли при выборе варианта линий электропередачи.— Электрические станции, 1987, № 6.
- Проектирование линий электропередачи сверхвысокого напряжения / Под ред. Г. Н. Александрова и Л. Л. Петерсона.— Л.: Энергоатомиздат, 1983.
- Александров Г. Н. Передача электрической энергии переменным током.— Л.: Энергоатомиздат, 1990.
- Александров Г. Н. Установки сверхвысокого напряжения и охрана окружающей среды.— Л.: Энергоатомиздат, 1989.
- Шапиро И. М. Принципы унификации элементов электрической сети 110—330 кВ.— М.: Энергоатомиздат, 1984.
- Справочник по проектированию электроэнергетических систем / Под ред. С. С. Рокотяна и И. М. Шапиро.— М.: Энергоатомиздат, 1985.
- Тихофеев Н. Н. Передача электрической энергии.— Л.: Энергоатомиздат, 1984.
- Поспелов Г. Е., Федин В. Г. Опыт разработки и внедрения компактных линий электропередачи.— Минск: БелНИИЭТИ, 1987.
- Новые средства передачи электроэнергии в энергосистемах / Под ред. Г. Н. Александрова.— Л.: Изд-во ЛГУ, 1987.

[25.12.90]

УДК 621.332—621.316.001.57

Математическая модель трехпроводной электротяговой сети переменного тока

АСАНОВ Т. К., канд. техн. наук,
ПЕТУХОВА С. Ю., инж.

Для электрификации грузонапряженных участков железных дорог и высокоскоростных пассажирских магистралей в [1] предложена схема тягового электроснабжения, использующая высоковольтный питающий провод (ВПП) и однофазные тяговые трансформаторы (ТТ) в тяговой сети между подстанциями, представляющая собой развитие системы 2×25 кВ. Для анализа режимов работы системы тягового электроснабжения следует разработать математическую мо-

дель тяговой сети с ВПП. Расчет многопроводных тяговых сетей осложнен наличием магнитных связей между проводами, особенностями распределения тока в рельсовой цепи и включением трансформаторов (автотрансформаторов) между подстанциями [2—4]. Применительно к системе 2×25 кВ разработаны методы электрического расчета и математические модели [2—5], учитывающие равенство напряжений в контактной подвеске и питающем проводе. При этом в моделях,

где сохранены индуктивные связи между элементами [3, 4], анализ работы системы существенно усложняется и расчеты производятся в основном методом контурных токов с помощью ЭВМ. В [5] получена схема замещения системы 2×25 кВ без магнитных связей лишь при коэффициенте трансформации автотрансформаторов, равном 2, и бесконечно большой переходной проводимости «рельс — земля». В связи с этим целесообразно разработать математическую модель трехпроводной тяговой сети, исключающую указанные недостатки и применимую для исследования процессов при наличии ВПП.

Принципиальная схема трехпроводной тяговой сети с ВПП изображена на рис. 1. Трансформаторы опорных тяговых подстанций (ОТП) показаны лишь частично [1]. Между крайними зажимами их вторичных обмоток, состоящих из двух секций, создается напряжение $U_{k.p} = 110$ кВ, подаваемое в тяговую сеть между контактной подвеской (КП) и ВПП. Общий зажим секций подключается к рельсам (Р), что обеспечивает напряжение $U_{k.p} = 27,5$ кВ между КП и Р. Однофазные ТТ первичными обмотками подключаются между КП и ВПП, а вторичными обмотками — между КП и Р, от которых получают питание тяговые нагрузки — электровозы под напряжением $U_{k.p}$. От ТТ до ОТП токи электровозов уменьшаются на величину коэффициента трансформации $n_{t.t} = U_{k.p}/U_{k.p}$, что существенно снижает потери электрической энергии и напряжения в тяговой сети. Расчеты показывают, что для грузонапряженных участков и высокоскоростных магистралей расстояния между ОТП могут достигать 150 км при 4 пунктах ТТ на зоне. В точках подключения ОТП в ЛЭП будут сосредотачиваться большие мощности, и поэтому в ОТП предусмотрена установка трансформаторов с симметрирующим эффектом [1].

Для получения схемы замещения тяговой сети несущий трос с контактным проводом и два рельса одного пути заменены соответственно эквивалентными одним проводом контактной подвески и одним рельсом. Принято допущение о линейности параметров элементов тяговой сети и однородности рельсового пути на участке длиной l [2]. На рис. 2 приведена принципиальная схема участка трехпроводной тяговой сети с магнитно связанными элементами, расположенного между ТТ (ТТ и ОТП). Дифференциальные уравнения для рельсовой цепи при синусоидальных токах и напряжениях имеют вид.

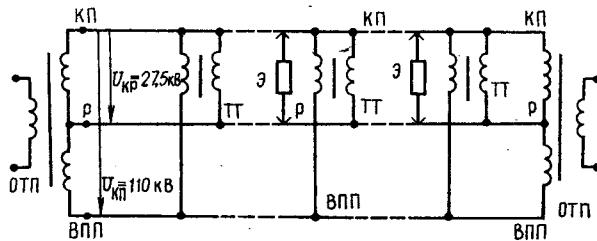


Рис. 1. Принципиальная схема трехпроводной тяговой сети с высоковольтным питающим проводом и однофазными тяговыми трансформаторами в межподстанционной зоне

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU_{p,3x}}{dx} &= I_{px}Z_p - I_kZ_{k,p} + I_nZ_{n,p}; \\ \frac{dI_{px}}{dx} &= \frac{1}{R}U_{p,3x}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $U_{p,3x}$ — напряжение «рельс — земля» на расстоянии x от начала участка l ; I_{px} — ток в рельсе; I_k — ток в контуре «контактная подвеска — земля»; I_n — ток в контуре «питающий провод — земля»; Z_p — удельное сопротивление контура «рельс — земля»; $Z_{k,p}$ — удельное сопротивление взаимной индуктивности между контурами «контактная подвеска — земля» и «рельс — земля»; $Z_{n,p}$ — удельное сопротивление взаимной индуктивности между контурами «питающий провод — земля» и «рельс — земля»; R — удельное значение переходного сопротивления «рельс — земля».

Решение системы уравнений (1) относительно тока I_{px} будет иметь вид

$$I_{px} = \left[I_k \left(1 - \frac{Z_{k,p}}{Z_p} \right) - I_n \left(1 - \frac{Z_{n,p}}{Z_p} \right) \right] \times \times \frac{\operatorname{ch} \left[\sqrt{\frac{Z_p}{R}} \left(x - \frac{l}{2} \right) \right]}{\operatorname{ch} \left(\sqrt{\frac{Z_p}{R}} \frac{l}{2} \right)} + I_k \frac{Z_{k,p}}{Z_p} - I_n \frac{Z_{n,p}}{Z_p}. \quad (2)$$

Предположим, что на участке длиной l (рис. 2) ток в рельсе I_p остается неизменным и равным среднему значению тока \bar{I}_{px} :

$$I_p = \frac{l}{l} \int_0^l \bar{I}_{px} dx. \quad (3)$$

Подставив в (3) значение \bar{I}_{px} из (2), получим

$$I_p = \frac{I_k \left(1 - \frac{Z_{k,p}}{Z_p} \right) - I_n \left(1 - \frac{Z_{n,p}}{Z_p} \right)}{\sqrt{\frac{Z_p}{R}} \frac{l}{2}} \operatorname{th} \frac{\sqrt{\frac{Z_p}{R}} l}{2} + + I_k \frac{Z_{k,p}}{Z_p} - I_n \frac{Z_{n,p}}{Z_p}. \quad (4)$$

Представим выражение (4) в виде

$$I_p = \bar{I}_k \Gamma_1 - \bar{I}_n \Gamma_2, \quad (5)$$

где

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{k,p}}{Z_p} + \left(1 - \frac{Z_{k,p}}{Z_p} \right) F; \quad (6)$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_{n,p}}{Z_p} + \left(1 - \frac{Z_{n,p}}{Z_p} \right) F; \quad (7)$$

$$F = \operatorname{th} \left(\sqrt{\frac{Z_p}{R}} \frac{l}{2} \right) / \left(\sqrt{\frac{Z_p}{R}} \frac{l}{2} \right). \quad (8)$$

Составим уравнения электрического равновесия при среднем значении тока в рельсе \bar{I}_p для контуров «контактная подвеска — рельс» и «питающий провод — рельс» на участке $l = \Delta x = 1$ км (рис. 2):

$$\Delta U_{k,p} = I_k Z_k - I_p Z_{k,p} - I_n Z_{n,p} + I_p Z_p - I_k Z_{n,p} + I_n Z_{k,p}; \quad (9)$$

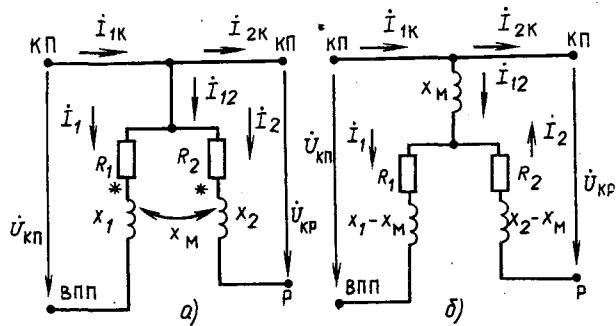


Рис. 4. Схема замещения однофазного двухобмоточного трансформатора: *а* — с магнитной связью между обмотками; *б* — эквивалентная схема без магнитной связи

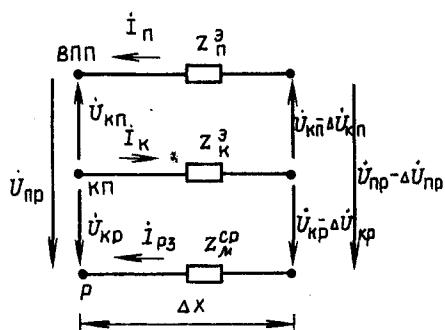


Рис. 5. Эквивалентная схема замещения участка трехпроводной тяговой сети

зажимов отдельных элементов между собой в соответствии с исходной схемой (рис. 1). Эквивалентная схема приведена на рис. 6, обозначения на ней соответствуют рис. 1 и формулам (15), (19), (20), (23). В значениях эквивалентных сопротивлений продольных элементов участков тяговой сети Z_k^3 , Z_n^3 , Z_{cp}^3 следует предусматривать длину соответствующего участка. В эквивалентной схеме на рис. 6 опорные тяговые подстанции, питающие тяговую сеть, представлены в виде источников э. д. с. E_1 , E_2 с внутренними сопротивлениями Z_{01} , Z_{02} , которые учитывают сопротивления трансформаторов и первичной системы, приведенные соответственно к двум секциям вторичных обмоток с напряжениями \dot{U}_{kp} и \dot{U}_{knp} — \dot{U}_{knp} .

Полученная схема замещения трехпроводной тяговой сети справедлива при любой геометрии взаимного расположения продольных эквивалентных проводов (контактной подвески, питающего провода, рельса) и любом значении переходного сопротивления «рельс — земля», позволяет учитывать изменение коэффициента трансформации ТТ и продольной неоднородности тяговой сети.

Анализ работы трехпроводной тяговой сети в соответствии со схемой замещения на рис. 6 можно проводить с применением теории многополюсников [6]. При этом существенно упрощается расчет токораспределения при различных режимах работы сети. Отметим, что в схеме тяговой сети (рис. 6) можно выделить четыре однотипных

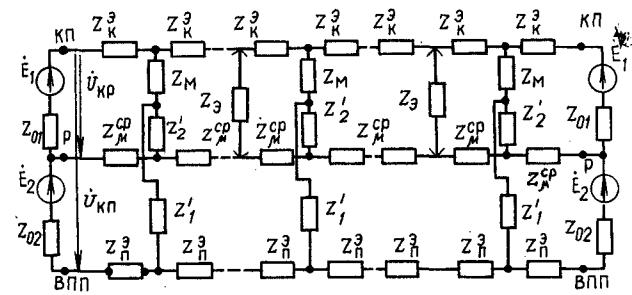


Рис. 6. Эквивалентная схема замещения трехпроводной тяговой сети

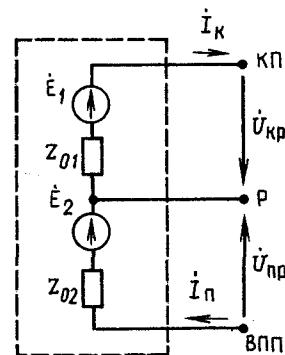


Рис. 7. Схема трехполюсника — источника энергии

звена: источник энергии, продольный элемент участка тяговой сети длиной l , однофазный ТТ и тяговая нагрузка. Количество их в эквивалентной схеме (рис. 6) определяется исходной схемой тяговой сети (рис. 1). Все звенья могут быть рассмотрены как многополюсники [6].

Источники энергии являются активными трехполюсниками (рис. 7) с полюсами КП, ВПП, Р. При выборе за базисный полюс Р уравнения этого трехполюсника в матричной форме будут иметь вид

$$[\dot{U}] = [\dot{E}] - [Z][\dot{I}], \quad (24)$$

где

$$[\dot{U}] = \begin{bmatrix} \dot{U}_{kp} \\ \dot{U}_{knp} \end{bmatrix}; \quad [\dot{E}] = \begin{bmatrix} \dot{E}_1 \\ \dot{E}_2 \end{bmatrix};$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{01} & 0 \\ 0 & Z_{02} \end{bmatrix}; \quad [\dot{I}] = \begin{bmatrix} i_K \\ i_{np} \end{bmatrix}. \quad (25)$$

Звено с продольными элементами участка тяговой сети длиной l представляет собой пассивный шестиполюсник (рис. 8), который имеет три входных полюса (КП₁, ВПП₁, Р₁) с входными напряжениями $\dot{U}_{kp,1}$, $\dot{U}_{np,1}$ и токами $i_{kp,1}$, $i_{np,1}$ при отсчете их по отношению к выделенному базисному полюсу Р₁, а также три выходных полюса (КП₂, ВПП₂, Р₂) с выходными напряжениями $\dot{U}_{kp,2}$, $\dot{U}_{np,2}$ и токами $i_{kp,2}$, $i_{np,2}$ при отсчете их к полюсу Р₂. Уравнения данного шестиполюсника в форме $[\dot{A}] \dot{U} = [\dot{I}]$ имеют вид

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{kp,1} \\ \dot{U}_{np,1} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} \dot{U}_{kp,2} \\ \dot{U}_{np,2} \end{bmatrix}, \quad (26)$$

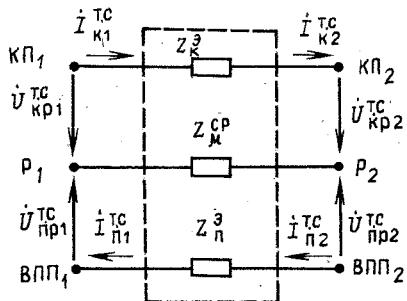


Рис. 8. Схема шестиполюсника продольных элементов участка тяговой сети длиной l

где подматрицы входных и выходных величин соответственно равны

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вх}}^{\text{Tc}} \\ \dot{U}_{\text{вых}}^{\text{Tc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{k.p1}}^{\text{Tc}} \\ \dot{U}_{\text{n.p1}}^{\text{Tc}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{вх}}^{\text{Tc}} \\ \dot{I}_{\text{вых}}^{\text{Tc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{k1}}^{\text{Tc}} \\ \dot{I}_{\text{n1}}^{\text{Tc}} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вх}}^{\text{Tc}} \\ \dot{U}_{\text{вых}}^{\text{Tc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{k.p2}}^{\text{Tc}} \\ \dot{U}_{\text{n.p2}}^{\text{Tc}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{вх}}^{\text{Tc}} \\ \dot{I}_{\text{вых}}^{\text{Tc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{k2}}^{\text{Tc}} \\ \dot{I}_{\text{n2}}^{\text{Tc}} \end{bmatrix},$$

а матрица коэффициентов

$$[A_{\text{Tc}}] = \begin{bmatrix} A_{\text{Tc}11} & A_{\text{Tc}12} \\ A_{\text{Tc}21} & A_{\text{Tc}22} \end{bmatrix} \quad (27)$$

содержит подматрицы

$$[A_{\text{Tc}11}] = [A_{\text{Tc}21}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$[A_{\text{Tc}12}] = \begin{bmatrix} (Z_k^{\text{3}} + Z_{\mu}^{\text{cp}}) - Z_{\mu}^{\text{cp}} \\ Z_{\mu}^{\text{cp}} - (Z_n^{\text{3}} + Z_{\mu}^{\text{cp}}) \end{bmatrix}; \quad [A_{\text{Tc}22}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Шестиполюсник на рис. 8 не содержит попечные элементы. Поэтому входные и выходные токи соответствующих полюсов равны $\dot{I}_{\text{k1}}^{\text{Tc}} = \dot{I}_{\text{k2}}^{\text{Tc}}$, $\dot{I}_{\text{n1}}^{\text{Tc}} = \dot{I}_{\text{n2}}^{\text{Tc}}$, что учтено в уравнениях (26).

В целях удобства анализа и расчетов трехпроводной тяговой сети, на основе теории много полюсников и матричного метода четырехполюсную схему замещения однофазного двухобмоточного трансформатора (рис. 5) целесообразно представить в виде пассивного шестиполюсника, показанного на рис. 9, где за базисный принят полюс Р. Для полученного шестиполюсника уравнения в форме $\|A\|$ записываются в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вх}}^{\text{T}} \\ \dot{I}_{\text{вх}}^{\text{T}} \end{bmatrix} = [A_{\text{T}}] \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вых}}^{\text{T}} \\ \dot{I}_{\text{вых}}^{\text{T}} \end{bmatrix}, \quad (28)$$

где подматрицы входных и выходных величин будут равны

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вх}}^{\text{T}} \\ \dot{U}_{\text{вых}}^{\text{T}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{k.p1}}^{\text{T}} \\ \dot{U}_{\text{n.p1}}^{\text{T}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{вх}}^{\text{T}} \\ \dot{I}_{\text{вых}}^{\text{T}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{k1}}^{\text{T}} \\ \dot{I}_{\text{n1}}^{\text{T}} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вх}}^{\text{T}} \\ \dot{U}_{\text{вых}}^{\text{T}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{k.p2}}^{\text{T}} \\ \dot{U}_{\text{n.p2}}^{\text{T}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{вх}}^{\text{T}} \\ \dot{I}_{\text{вых}}^{\text{T}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{k2}}^{\text{T}} \\ \dot{I}_{\text{n2}}^{\text{T}} \end{bmatrix},$$

а матрица коэффициентов —

$$[A_{\text{T}}] = \begin{bmatrix} A_{\text{T}11} & A_{\text{T}12} \\ A_{\text{T}21} & A_{\text{T}22} \end{bmatrix}, \quad (29)$$

и она содержит подматрицы

$$[A_{\text{T}11}] = [A_{\text{T}22}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad [A_{\text{T}12}] = [A_{\text{T}21}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

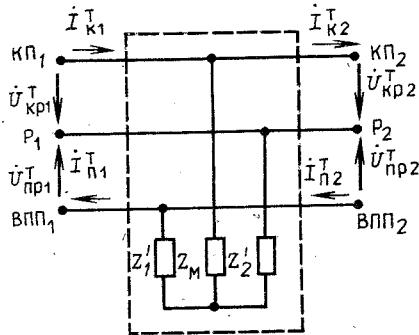


Рис. 9. Схема шестиполюсника однофазного двухобмоточного трансформатора

$$[A_{\text{T}21}] = \begin{bmatrix} \frac{Z_1' + Z_2'}{Z_1'Z_2' + Z_1'Z_M + Z_2'Z_M} & \frac{-Z_2'}{Z_1'Z_2' + Z_1'Z_M + Z_2'Z_M} \\ \frac{Z_2'}{Z_1'Z_2' + Z_1'Z_M + Z_2'Z_M} & \frac{-(Z_2' + Z_M)}{Z_1'Z_2' + Z_1'Z_M + Z_2'Z_M} \end{bmatrix},$$

где сопротивления Z_1' , Z_2' , Z_M соответствуют уравнениям (23) и схеме на рис. 5.

Шестиполюсник однофазного трансформатора (рис. 9) не содержит продольные элементы. Следовательно, входные и выходные напряжения его равны $\dot{U}_{\text{k.p1}}^{\text{T}} = \dot{U}_{\text{k.p2}}^{\text{T}}$, $\dot{U}_{\text{n.p1}}^{\text{T}} = \dot{U}_{\text{n.p2}}^{\text{T}}$, что учтено в уравнениях (28).

Тяговая нагрузка — электровоз, представляющая собой пассивный двухполюсник Z_3 , включенный между контактной подвеской и рельсом (рис. 1 и 6). Однако для исследования работы тяговой сети в математической модели следует предусматривать расчетные схемы как при нормальных режимах, так и при режимах к. з. Место нахождения нагрузки и короткого замыкания может быть в любой точке тяговой сети. Поэтому, моделируя нагрузку, необходимо предполагать в этой точке возможное к. з., причем оно может произойти между всеми продольными элементами тяговой сети (КП и Р, КП и ВПП, ВПП и Р, одновременно КП, ВПП и Р). Следовательно, в общем случае режимы нагрузки и к. з. в модели могут быть учтены с помощью обобщенного шестиполюсника, представленного на рис. 10. В нормальном режиме значение проводимости $Y_{\text{k.p}}$ определяется нагрузкой из условия $Y_{\text{k.p}} = Z_3^{-1}$, а другие проводимости равны нулю ($Y_{\text{n.p}} = 0$, $Y_{\text{k.n}} = 0$). В режиме к. з. между КП и Р проводимость $Y_{\text{k.p}}$ будет равна бесконечности или определяться сопротивлением $Z_{\text{k.z}}$ ($Y_{\text{k.p}} = Z_{\text{k.z}}^{-1}$) при $Y_{\text{n.p}} = 0$, $Y_{\text{k.n}} = 0$. Подобным образом можно принимать значения проводимостей шестиполюсника (рис. 10) при к. з. между другими элементами тяговой сети. В общем случае уравнения обобщенного шестиполюсника нагрузки имеют вид

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вх}}^{\text{H}} \\ \dot{I}_{\text{вх}}^{\text{H}} \end{bmatrix} = [A_{\text{H}}] \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вых}}^{\text{H}} \\ \dot{I}_{\text{вых}}^{\text{H}} \end{bmatrix}, \quad (30)$$

где подматрицы входных и выходных величин будут равны

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вх}}^{\text{H}} \\ \dot{U}_{\text{вых}}^{\text{H}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{k.p1}}^{\text{H}} \\ \dot{U}_{\text{n.p1}}^{\text{H}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{вх}}^{\text{H}} \\ \dot{I}_{\text{вых}}^{\text{H}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{k1}}^{\text{H}} \\ \dot{I}_{\text{n1}}^{\text{H}} \end{bmatrix};$$

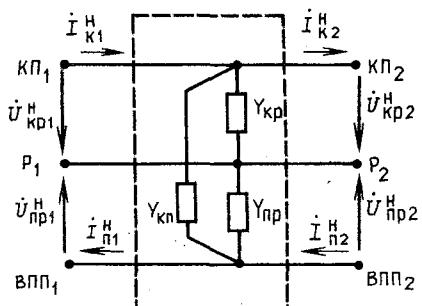


Рис. 10. Схема обобщенного шестиполюсника нагрузки

$$[\dot{U}_{\text{вых}}^{\text{h}}] = \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{к.р.2}}^{\text{h}} \\ \dot{U}_{\text{п.р.2}}^{\text{h}} \end{bmatrix}; \quad [i_{\text{вых}}^{\text{h}}] = \begin{bmatrix} i_{\text{к.р.2}}^{\text{h}} \\ i_{\text{п.р.2}}^{\text{h}} \end{bmatrix},$$

а матрица коэффициентов —

$$[A_h] = \begin{bmatrix} A_{h11} & A_{h12} \\ A_{h21} & A_{h22} \end{bmatrix}, \quad (31)$$

и она содержит подматрицы

$$[A_{\text{H}11}] = [A_{\text{H}22}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad [A_{\text{H}12}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[A_{\text{H}21}] = \begin{bmatrix} Y_{\text{K},\text{p}} + Y_{\text{K},\text{n}} & -Y_{\text{K},\text{n}} \\ -Y_{\text{K},\text{n}} & -(Y_{\text{N},\text{p}} + Y_{\text{K},\text{n}}) \end{bmatrix}.$$

Таким образом, все продольные и поперечные элементы тяговой сети могут быть представлены в виде пассивных шестиполюсников (рис. 8, 9, 10), которые в соответствии с исходной схемой тяговой сети (рис. 1, 6) соединены между собой каскадно. Принципиальная схема такого соединения приведена на рис. 11. В этой схеме наименьшее число шестиполюсников продольных элементов тяговой сети (TC) будет равно количеству участков длиной l , расположенных между поперечными элементами тяговой сети (шестиполюсниками трансформаторов T и нагрузок H) с учетом участков (TC_1, TC_m), находящихся у подстанций (трехполюсников источников I_1, I_2).

Каскадно соединенные шестиполюсники могут быть заменены одним результирующим [6], что упрощает расчеты и анализ работы системы тягового электроснабжения. Уравнения результирующего шестиполюсника будут иметь вид (рис. 12)

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вх}} \\ \dot{I}_{\text{вх}} \end{bmatrix} = [\mathbf{A}_{\text{рез}}] \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вых}} \\ \dot{I}_{\text{вых}} \end{bmatrix}, \quad (32)$$

где входные напряжения и токи

$$[\dot{U}_{\text{BX}}] = \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{K},\text{p1}} \\ \dot{U}_{\text{N},\text{p1}} \end{bmatrix} ; \quad [\dot{I}_{\text{BX}}] = \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{K1}} \\ \dot{I}_{\text{N1}} \end{bmatrix} \quad (33)$$

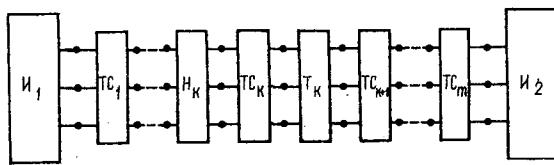


Рис. 11. Принципиальная схема каскадного соединения пас-
сивных шестиполюсных и активных трехполюсных элементов
тяговой сети

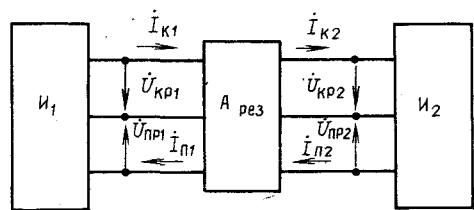


Рис. 12. Принципиальная схема соединения результирующего пассивного шестиполюсника и активных трехполюсников

соответствуют выходным параметрам первого шестиполюсника участка тяговой сети, расположенного у первой подстанции, выходные напряжения и токи

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{вых}} \\ \dot{U}_{\text{п.р2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{\text{к.р2}} \\ \dot{U}_{\text{п.р2}} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{вых}} \\ \dot{I}_{\text{п2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{I}_{\text{к2}} \\ \dot{I}_{\text{п2}} \end{bmatrix}. \quad (34)$$

соответствуют выходным параметрам также первого шестиполюсника участка тяговой сети, но расположенного у второй подстанции.

Матрица коэффициентов $[A_{\text{рез}}]$ результирующего шестиполюсника равна произведению матриц коэффициентов $[A]$ всех каскадно соединенных шестиполюсников:

$$[A_{pes}] = [A_{\tau,c1}] \dots [A_{\tau,K}] [A_{\tau,ck}] [A_{\tau,K}] \times \\ \times [A_{\tau,ck+1}] \dots [A_{\tau,cm}], \quad (35)$$

где $[A_{t,1}], \dots, [A_{t,k}], [A_{t,k+1}], \dots, [A_{t,m}]$ — матрицы коэффициентов m шестиполюсников участков тяговой сети (27); $[A_{\tau 1}], \dots, [A_{\tau k}], \dots, [A_{\tau q}]$ — матрицы коэффициентов q шестиполюсников однофазных трансформаторов (29);
 $[A_{u1}], \dots, [A_{uk}], \dots, [A_{uj}]$ — матрицы коэффициентов j -обобщенных шестиполюсников нагрузок (31).

Для n -каскадно соединенных шестиполюсников будет равенство:

$$n = m + q + j.$$

К результирующему шестиполюснику в общем случае с двух сторон подключены активные трехполюсники источников энергии (подстанций), что показано на рис. 12. Для определения входных и выходных токов и напряжений результирующего шестиполюсника (33), (34) следует решить совместно уравнения двух активных трехполюсников $[I_1]$, $[I_2]$ и самого шестиполюсника (32). При принятии расчетных направлений токов и напряжений (условий передачи) слева направо (рис. 7—10, 12) уравнения первого трехполюсника $[I_1]$ соответствуют выражениям (24), (25). Уравнения второго трехполюсника $[I_2]$ имеют вид

$$[\dot{U}_2] = [\dot{E}_2] + [Z_2] [i_2], \quad \quad (36)$$

где

$$[\dot{U}_2] = \begin{bmatrix} \dot{U}_{k,p2} \\ \dot{U}_{n,p2} \end{bmatrix}; \quad [\dot{E}_2] = \begin{bmatrix} \dot{E}_1^{(2)} \\ -\dot{E}_2^{(2)} \end{bmatrix}; \quad [Z_2] = \begin{bmatrix} Z_{01}^{(2)} & 0 \\ 0 & -Z_{02}^{(2)} \end{bmatrix}; \quad [I_2] = \begin{bmatrix} I_{k2} \\ I_{n2} \end{bmatrix}; \quad (37)$$

индексы «2» или «(2)» означают соответствие величин в (36), (37) второму трехполюснику I_2 (рис. 12).

Отметим, что в схеме на рис. 12 можно принимать условия передачи справа налево. При этом уравнения трехполюсников I_1 и I_2 поменяются местами, а уравнения результирующего шестиполюсника (32), переменив направления токов, следует записать относительно напряжений и токов со стороны трехполюсника I_2 . Токи и напряжения результирующего шестиполюсника также определяются путем совместного решения уравнений многополюсников I_2 , $A_{\text{рез}}$, I_1 .

Токи и напряжения результирующего шестиполюсника $A_{\text{рез}}$ (рис. 12) можно определить и методом наложения, выполняя расчеты при передаче слева от I_1 , а затем справа от I_2 .

При известных значениях входных и выходных токов и напряжений результирующего шестиполюсника можно определить токи и напряжения любого каскадно соединенного шестиполюсника (рис. 11) [6]. Тем самым определяются расчетные величины токов и напряжений в любом сечении тяговой сети (рис. 1, 6).

Выводы. 1. Эквивалентная схема замещения трехпроводной тяговой сети переменного тока без магнитных связей между элементами получена при средних значениях токов в рельсах на отдельных участках тяговой сети. Элементы схемы замещения однофазных тяговых трансформаторов даны с сохранением уровней напряжений на их входах и выходах.

2. Расчетная схема трехпроводной тяговой сети представляет собой каскадное соединение шестиполюсников отдельных участков тяговой сети, однофазных трансформаторов и нагрузок с под-

ключением на концах активных трехполюсников источников энергии (подстанций). Анализ работы тяговой сети выполняется с помощью теории многополюсников.

3. Используя предлагаемую математическую модель трехпроводной тяговой сети, можно проводить расчеты для исследований процессов в сети как в нормальных режимах, так и в аварийных режимах (при возможных коротких замыканиях, выпадениях одной из подстанций или пунктов с однофазными тяговыми трансформаторами). При этом исследования возможны в сетях с однородными и неоднородными участками, с учетом регулирования или без регулирования напряжения в трансформаторных пунктах.

4. Предложенная математическая модель трехпроводной тяговой сети является универсальной и может применяться для исследования системы тягового электроснабжения с высоковольтным питающим проводом, системы 2×25 кВ и двухпутных участков тяговых сетей системы 1×25 кВ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Асанов Т. К., Петухова С. Ю. Усиление трехпроводной электротяговой сети переменного тока / — Тез. докл. XXXVI науч.-техн. конф. Хабаровск, 1989.
2. Марквардт К. Г. Электроснабжение электрифицированных железных дорог. — М.: Транспорт, 1982.
3. Система тягового электроснабжения 2×25 кВ / Б. М. Бородулин, М. И. Векслер, В. Е. Марский, И. В. Павлов. — М.: Транспорт, 1989.
4. Косарев Б. И. Электробезопасность в тяговых сетях переменного тока. — М.: Транспорт, 1988.
5. Марский В. Е. Расчет токов в системе тягового электроснабжения 2×52 кВ / Вестник ВНИИЖТ, 1976, № 8.
6. Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. — М.: Изд-во АН СССР, 1951.

[24.01.91]

УДК 621.3.015.53:537.58

Анализ термоионизационного вида разряда

АВРУЦКИЙ В. А., БИЗЯЕВ А. С., ЛЕВИТОВА Л. В., ЛАРИОНОВ В. П., ПРОХОРОВ Е. Н.

Разряд, происходящий при напряженностях электрического поля, более низких, чем необходимые для процессов ударной ионизации, может развиваться в результате термоионизации. Такой вид разряда назван термоионизационным. Этот разряд можно инициировать путем нагрева проводников. Если же газ нагревается искрой (стрикером), то его развитие или исчезновение зависит от напряженности поля и температуры искры. Статья посвящена определению критерия неустойчивости нагреваемого газа.

Исследование разряда вдоль нагреваемых проводников представляет интерес при разработке газоразрядных устройств, используемых в мощной импульсной энергетике, при разработке средств за-

щиты от воздействия сильных импульсных токов, например молнии. Наконец, эти исследования могут расширить представление о процессах развития слабоизученных видов разрядов, определяемых термоионизацией и, в частности, начальных стадий развития молнии — стример-лидерного перехода.

Литературные данные о разряде вдоль нагреваемых током проводников (графитовых стержней, углеродных нитей) [1, 2] позволяют сделать следующие выводы:

разряд возникает в результате термоионизации газа вокруг проводников, нагреваемых током; напряженности электрического поля, при которых возникает и развивается разряд, могут до-

стигать значений, соизмеримых со значениями напряженности в дуговой стадии разряда ($10 \div 30$ В/см);

этот вид разряда не зависит от рода газа, которым заполняется пространство вокруг проводника; состав газа вокруг проводника при его сильном нагреве определяется, по-видимому, десорбцией и испарением его с поверхности;

наиболее вероятной причиной развития такого разряда является тепловая неустойчивость.

Условие тепловой неустойчивости газа, в который поступает энергия от двух источников нагреваемого проводника и внешнего электрического поля, во многом схоже с условием взрыва реагирующих сред [3]. В [1] это условие используется для объяснения пробоя вдоль нагреваемых током графитовых стержней, хотя граничные условия этих двух задач существенно различны. В первом случае рассматривается вещество, находящееся внутри нагреваемой оболочки, во втором — газ, находящийся в электрическом поле и нагреваемый проводником. Наиболее простым видом записи баланса энергии, учитывающим отвод тепла за счет теплопроводности и ввод его от внешнего поля в термоионизованный газ, является выражение

$$\lambda \Delta T = \sigma E^2, \quad (1)$$

где λ — коэффициент теплопроводности; T — температура газа вокруг проводника; σ — проводимость газа; E — напряженность электрического поля вдоль нагреваемого проводника; Δ — Лапласиан.

Это уравнение решалось как для плоской задачи, так и в цилиндрической системе координат для несимметричной задачи. Основные этапы решения на примере осесимметричной задачи следующие. Температура газа представляется в виде суммы температуры T_n , обусловленной нагретым проводником, и температуры перегрева T_E , обусловленной вводом энергии в газ за счет внешнего поля,

$$T = T_n + T_E.$$

Апроксимация проводимости, как и в [1], принималась в следующем виде:

$$\sigma = \sigma_0 \exp\left(-\frac{W_i}{2kT}\right), \quad (2)$$

где W_i — потенциал ионизации газа; k — постоянная Больцмана. Вид уравнения (1) с учетом (2) полностью совпадает с уравнением при решении задачи о потере устойчивости химических реакций (взрыва) [3]. Различие состоит лишь в граничных условиях. Поэтому ход решения этих двух задач существенных отличий не имеет.

Полагаем $T_E \ll T_n$, тогда $1/(T_n + T_E) \approx 1/T_n - T_E/(T_n^2)$ и уравнение (1) с учетом (2) приобретает вид

$$\frac{1}{x} \frac{d}{dx} \left(x \frac{d\theta}{dx^2} \right) B e^\theta. \quad (3)$$

В этом уравнении

$$x = r/r_n; \quad \theta = \frac{W_i T_E}{2kT_n^2}; \quad (4)$$

$$B = \frac{\sigma_0 E^2 W_i r_n^2}{2kT_n^2} \exp - \frac{W_i}{2kT_n^2}. \quad (5)$$

В ходе решения этой задачи будет показана справедливость выдвинутого положения о неравенстве температур T_n и T_E . Исходные уравнения (1), (3) не содержат члена, учитывающего потери энергии на перегрев газа $\gamma_r c_r (dT_E/dt)$, где γ_r , c_r — удельные массы и теплоемкость газа. В предкритической стадии (перед потерей устойчивости), ввиду малой температуры перегрева ($T_E \ll T_n$) и малой зоны перегрева x_0 , потери энергии на перегрев незначительны по сравнению с потерей энергии в результате диффузии тепла. Это является первым следствием положения о малой температуре перегрева, выдвинутым выше. Вторым следствием этого положения является независимость температуры T_n от координаты в зоне перегрева газа. Если зона перегрева x_0 мала по сравнению с радиусом диффузии тепла от нагретого проводника, то это положение справедливо и T_n можно принять равной температуре проводника. При принятых условиях решение сводится к следующему. После двух замен переменных ($x = e^y$ и $\theta = \theta + 2y$) уравнение приводится к виду плоской задачи:

$$\frac{d^2\psi}{dy^2} = B e^\psi.$$

Обозначая $u = \frac{d\psi}{dy}$ и учитывая, что

$$\frac{d^2\psi}{dy^2} = \frac{du}{dy} = \frac{du}{d\psi} \frac{d\psi}{dy} = \frac{du}{d\psi} u,$$

получаем

$$u du = B e^\psi d\psi$$

и после интегрирования его имеем

$$u = \sqrt{2(Be^\psi - b)}; \quad \frac{d\psi}{\sqrt{2(Be^\psi - b)}} = dy, \quad (6)$$

где коэффициент $b = B e^{\psi_n} - \frac{1}{2} u_n^2$; ψ_n и u_n — значения ψ и u на поверхности проводника.

При $b > 0$ решением этого уравнения являются следующие функции:

$$c^\psi = \frac{b}{B} \frac{1}{\cos^2(\sqrt{b/2}y + a)}; \\ \theta = \ln \frac{b}{Bx^2} - 2 \ln \cos(\sqrt{b/2}y + a). \quad (7)$$

Потеря устойчивости происходит при $a = \pi/2$, тогда при $x = 1$ на поверхности проводника ($y = 0$) $\theta \rightarrow \infty$.

В качестве граничных используются два условия,

$$\theta = 0 \text{ при } x = x_0; \quad (8)$$

$$\frac{d\theta}{dx} \Big|_{x=x_0} = 0, \quad (9)$$

которые означают, что существует координата x_0 , в которой перегрев газа и его производная стремятся к нулю. Зону x_0 можно назвать зоной проводимости. Первое условие определяется очень

сильной зависимостью проводимости σ от температуры. Например, изменение температуры всего лишь на 1 % изменяет значение σ на два порядка, сводя ее к очень малой величине. Второе условие (9) является, по сути дела, следствием первого (8). Если $\sigma \rightarrow 0$ в точке x_0 , то исходное уравнение (1) в этой точке приобретает вид (9).

Из этих условий определяется

$$B = (2 + b)/x_0^2.$$

Минимальное значение B , при котором решение (7) еще справедливо, соответствует $b \rightarrow 0$ и минимальный критерий неустойчивости будет иметь вид

$$B_{\text{кр}} = 2/x_0^2. \quad (10)$$

Для плоской задачи решение имеет вид

$$\theta = \ln \left\{ \frac{b}{B} \frac{1}{\cos^2(\sqrt{b/2}x + a)} \right\}, \quad (11)$$

а минимальный критерий неустойчивости —

$$B_{\text{кр}} = \frac{\pi^2}{2x_0^2}. \quad (12)$$

Из-за сильной зависимости σ от температуры зона перегрева (проводимости) очень узкая. Во всех расчетах, проведенных ниже, радиус проводимости составляет 10^{-5} м, поэтому в большинстве случаев можно принять $x_0 \rightarrow 1$. Найденные условия являются критическими, при которых процесс неустойчив, т. е. наблюдается потеря граничных условий. Температура перегрева стремится при этом к бесконечно большой. На первый взгляд, это находится в противоречии с принятым ранее условием $T_E \ll T_n$. Поэтому были проведены оценки предкритического состояния газа перед самым переходом к неустойчивости (разряду). Предкритическое состояние соответствует $b = 0$. При этом уравнение (6) приобретает вид $e^{-\Psi_n/2} d\Psi = \sqrt{2B} dy$ и его решение —

$$\Psi = -2 \ln (e^{-\Psi_n/2} - \sqrt{B/2} \ln x); \quad (13)$$

$$\theta = -2 \ln (e^{-\Psi_n/2} - \sqrt{B/2} \ln x) - 2 \ln x. \quad (14)$$

Это решение не обладает уже признаками неустойчивости. Условия (8), (9) приводят к равенству $B_{\text{кр}} = 2/x_0^2$, что совпадает с (10). Для температуры газа у поверхности выражение имеет вид

$$\theta_n = \ln \frac{x_0^2}{(1 + \ln x_0)^2}. \quad (15)$$

Оценки по выражению (15) даже для очень малых радиусов нагреваемых проводников ($r_n \approx 10^{-5}$ м) (например, стримеров) и при малых радиусах перегрева $r_0 \approx 2r_n$, когда $x_0 \approx 2$, дают значения $\theta_n = W_i/(2kT_n)$, $T_E/T_n \approx 0,32$ или $T_E/T_n < 0,03$. При больших r_n и меньших x это неравенство становится более сильным. Поскольку изложенное выше решение проведено только относительно температуры T_E , то в столь узком диапазоне ее изменения на общем фоне, создаваемом проводником, коэффициент λ можно считать постоянным, а уравнение (1) — линейным. В этих условиях метод суперпозиций применим и представ-

ление общей температуры в виде $T = T_n + T_E$ вполне обосновано.

Далее рассмотрим более подробно критерий неустойчивости. Согласно (10) можно записать

$$E_{\text{кр}} = \left(\frac{4k\lambda}{\sigma_0 W_i} \right)^{0,5} \frac{T_n}{r_n} \exp \left(\frac{W_i}{4kT_n} \right). \quad (16)$$

В выражение (16) входят напряженность приложенного к проводнику электрического поля, температура и радиус проводника, при которых термоионизированный газ вокруг нагретого проводника становится неустойчивым, т. е. в нем образуется плазменный канал. Для практических целей удобно выразить температуру проводника через его параметры.

Температура проводника определяется уравнением

$$dT_n = \frac{U^2 dt}{cmR},$$

где m — масса проводника ($m = Sl\gamma$); R — сопротивление проводника ($\rho l/S$); c , γ , ρ — теплоемкость, плотность и удельное сопротивление; S , l — сечение и длина проводника.

При аппроксимации теплоемкости и удельного сопротивления $rc = \rho_0 c_0 (T/T_0)^\alpha$ и линейном нарастании напряжения $U = U't$ температура проводника выражается следующим образом:

$$T_n = \left[\frac{1+\alpha}{3} \frac{T_0^3 U^3}{c_0 \rho_0 \gamma U'^2} \right]^{\frac{1}{1+\alpha}}. \quad (17)$$

При прямоугольном импульсе прикладываемого к проводнику напряжения

$$T_n = \left[(1+\alpha) \frac{U^2 T_0^2 t}{c_0 \rho_0 \gamma l^2} \right]^{\frac{1}{1+\alpha}}, \quad (18)$$

где c_0 — теплоемкость проводника при нормальной температуре.

Подставив последние выражения (17), (18) в критерий (16), получим:

для косоугольного импульса (линейно нарастающего) напряжения

$$\frac{N_1}{M} r_n \frac{l^{\alpha_1}}{U^{\alpha_2}} = \exp \left[\frac{W_i}{4k} N_1 \frac{l^{\alpha_1+1}}{U^{\alpha_2+1}} \right]; \quad (19)$$

для постоянного напряжения

$$\frac{N_2}{M} r_n \frac{l^{\alpha_1}}{U^{\alpha_1} t^{\alpha_3}} = \exp \left[\frac{W_i}{4k} N_2 \frac{l^{\alpha_1+1}}{U^{\alpha_1+1} t^{\alpha_3}} \right]. \quad (20)$$

В этих выражениях

$$N_1 = \left[\frac{3c_0 \rho_0 U'}{(1+\alpha) T_0^2} \right]; \quad N_2 = \left[\frac{c_0 \rho_0 \gamma}{(1+\alpha) T_0^2} \right]^{\alpha_3};$$

$$M = \left(\frac{4k\lambda}{\sigma_0 W_i} \right)^{0,5}; \quad \alpha_1 = \frac{1-\alpha}{1+\alpha}; \quad \alpha_2 = \frac{2-\alpha}{1+\alpha}; \quad \alpha_3 = \frac{1}{1+\alpha}.$$

Выражения (19), (20) являются следствием критерия (12) и связывают тепло- и электрофизические характеристики проводников (N_1 , N_2) и газа (M) с электрической прочностью вдоль на-

гретого проводника. Они позволяют рассчитывать основные электроразрядные характеристики (зависимости пробивного напряжения от длины разрядного промежутка, вольт-секундные характеристики).

Результаты расчета сравнивались с экспериментальными данными, известными из литературы и полученными авторами данной работы. На рис. 1 представлены результаты такого сопоставления для графитовых нитей с параметрами $l=0,5$ м, $r_p=10^{-3}$ м. Экспериментальные данные взяты из [2]. При расчетах приняты следующие значения параметров проводника и газа: $c_0=-990$ Дж/кг, $\rho_0=3 \cdot 10^{-5}$ Ом·м, $\gamma=2 \cdot 10^3$ кг/м³, $\sigma_0=2,5 \cdot 10^8$ Ом⁻¹·м⁻¹, $\lambda=0,1$ Вт/(К·м), $W_i=11$ эВ, $\alpha=2/3$. Величины c_0 , ρ_0 , γ , α соответствуют характеристикам углерода; величины σ_0 , λ взяты из [1]. Потенциал ионизации W_i также соответствует десорбированным с проводника молекулам углерода. Расчеты велись по выражению (20).

В литературе приводятся данные о пробое вдоль нагреваемых проводников, обладающих сравнительно низкими погонными сопротивлениями (менее 100—200 Ом/м) и имеющих довольно большой диаметр (около 1 мм и более). При этом указывается, что пробивные напряженности могут достигать 10—30 В/см, а температуры для начала тепловой неустойчивости могут составлять около 1000 К и выше.

В нашей статье даны некоторые результаты исследований проводников, обладающих погонным сопротивлением от 10^3 до 10^5 Ом/м. Они изготавливались специальным способом (электроискровым или нанесением композиционных покрытий). На рис. 2 представлены результаты сравнения данных расчетов по (19) с экспериментальными данными для проводника, сформированного электроискровым способом на полосе из стеклотекстолита (трека). Импульс напряжения, подаваемый от генератора, $U=U_0 \cdot 0,5(1-\cos \omega t)$ имеет время нарастания до максимума 500 мкс. Пробой происходил на фронте импульса напряжения. Средняя крутизна нарастания составляла

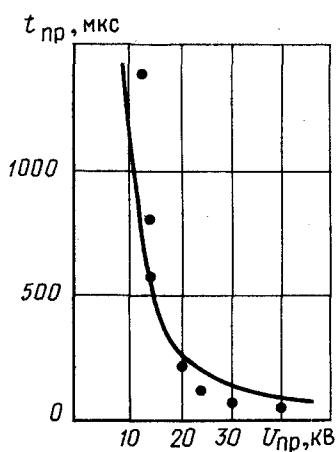


Рис. 1. Вольт-секундная характеристика разряда вдоль графитовой нити: ··· — эксперимент; — расчет

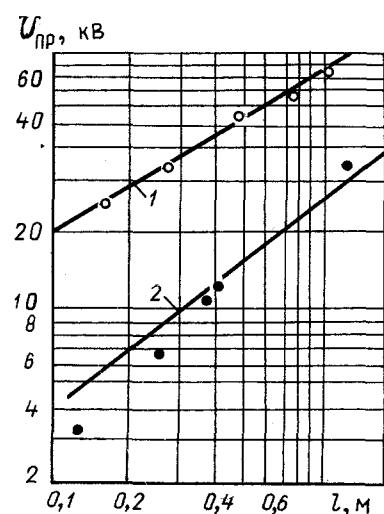


Рис. 2. Зависимости разрядного напряжения от длины проводника: 1 — трековый проводник; 2 — композиционный проводник; ··· — эксперимент; — расчет

$U'=2 \cdot 10^8$ В/с. Проводящей основой такого проводника являются обугленные частицы, поэтому все коэффициенты в выражении (19) соответствуют углероду и их значения совпадают с указанными выше. Радиус проводника принимался равным $r_p=\sqrt{\rho_0/\pi R'}$, а погонное сопротивление $R'=10^5$ Ом/м было взято из экспериментальных данных (осциллографировались ток и напряжение на проводнике).

Анализ процессов разряда позволяет целенаправленно изменять электроразрядные характеристики таких систем, подбирая нужные параметры (удельное сопротивление проводящей основы проводника, потенциал ионизации выделяющихся газов, теплоемкость и т. д.).

Исследованы также композиционные системы, состоящие из связующего и наполнителя в виде металлических порошков. На рис. 2 сопоставлены данные расчетов и экспериментов при пробое некоторых из таких систем. При расчетах значения $W_i=7,6$ эВ, $\rho_0=5 \cdot 10^{-7}$ Ом·м, $c_0=600$ Дж/(кг·К), $T_0=600$ К, $\alpha=2/3$, соответствуют параметрам никеля, являющегося проводящей основой в системе «связующее и порошок из никеля». Экспериментальные значения $R'=10^3$ Ом/м и $U'=1,5 \cdot 10^8$ В/с. Остальные значения параметров принимались такими же, как и ранее. Начальный радиус проводящей основы как и для треков составил $r_p=\sqrt{\rho_0/\pi R'} \approx 10^{-5}$ м.

Таким образом, уравнение теплопроводности и выведенный на его основе критерий термоионизационного разряда позволяют объяснять и рассчитывать характеристики разряда вдоль нагреваемых проводников. Следует заметить, что все электро- и теплофизические характеристики, используемые в данных расчетах, известны из литературы и никакие эмпирические характеристики не используются. Возможность некоторого изменения известных характеристик не ведет к существенным изменениям рассчитываемых значений разрядных напряжений.

Треки (обугленные следы электроискровой обработки) и покрытия, состоящие из связующего и металлического порошка (результаты измерений их пробоя представлены на рис. 2), по-видимому, нельзя считать сплошными нагреваемыми проводниками. Начальный ток протекает как по проводящим частицам (10 мкм), так и по искровым промежуткам между ними, поэтому использование выражений для нагрева проводников в расчетах не совсем правомерно, и тем не менее данные расчетов достаточно хорошо совпадают с экспериментальными. Такой «смешанный» разряд по своему характеру имеет много общего с чисто газовым разрядом, он имеет две характерные стадии. Первая стадия обусловлена нагревом проводящей части проводника и аналогична стримерной стадии газового разряда. Она характеризуется сравнительно небольшими токами — от долей до единиц ампера (меньшим начальным токам соответствуют большие пробивные напряженности электрического поля).

Вторая стадия наступает после достижения критических условий на проводящей части и характеризуется резким ростом тока и снижением напряжения на проводнике. Выше мы назвали эту стадию термоионизационным разрядом, т. е. разрядом при напряженностях поля ниже тех, которые достаточны для процессов ударной ионизации электронами. Эта стадия аналогична лидерному или дуговому видам разрядов и определяется процессами термоионизации газа.

Эти обстоятельства побудили нас рассмотреть применимость выведенного критерия для объяснения термоионизационных видов газового разряда, а возможно и коммутационных процессов в целом. Предполагается, что в газ вводится энергия, которая нагревает его до температуры T_n , достаточной для начала разряда (тепловой неустойчивости). При этом радиус канала, в который вводится газ r_k соответствует радиусу нагреваемого проводника, а способ начального ввода энергии в газ безразличен (стример или уже сформировавшийся к любому моменту времени канал). Критерий (16) позволяет определить, при какой напряженности электрического поля разряд будет устойчив и будет продолжать развиваться. При таком рассмотрении критерий является условием развития разряда (коммутации промежутка). Использование критерия (16) более удобно для практических целей, если температура газа T_n выражена в нем через физические параметры газа и электрические характеристики.

Пусть температура канала (например, начального стримера) определяется внедрением в него заряда q . Полная энергия этого заряда $W_r = qE$ тратится на увеличение потенциальной энергии канала (стримера) $cU^2/(2l) = qE/2$ и на нагрев газа. Следовательно, энергия, затрачиваемая на нагрев газа,

$$W_r = qE/2. \quad (21)$$

Удельная энергия нагретого газа определяется выражением $W' = \frac{3}{2} kT L$ (L — число Лошмид-

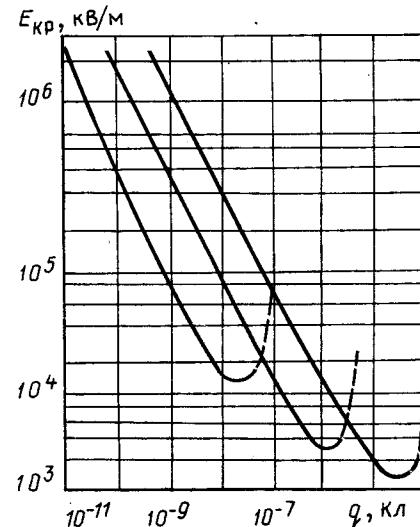


Рис. 3. Расчетные зависимости E_k от заряда q при различных радиусах канала: 1 — $r_k = 3 \cdot 10^{-6}$ м; 2 — $r_k = 10^{-5}$ м; 3 — $r_k = 3 \cdot 10^{-5}$ м

та). Распределение температуры нагреваемого газа по радиусу неравномерное, но для оценочных расчетов принимаем его линейным: $T = T_n(1 - r/r_k)$, где T_n — температура газа в центре канала; r_k — радиус, на котором температура становится близкой к нормальной.

Рассматривались и другие виды распределения температуры, например $T = 0,5T_n(\cos \pi r/r_k - 1)$, однако конечный результат при этом практически не изменяется. Удельная энергия газа на любом радиусе $W' = \frac{3}{2} kT_n(1 - r/r_k)$. Проинтегрировав это выражение по радиусу и приравняв результат к (21), получим для максимальной температуры в центре канала

$$T_n = \frac{qE}{\pi r_k^2 kL}. \quad (22)$$

Это выражение используем для дальнейшего анализа критерия развития термоионизационного разряда. Записав критерий (16) в виде

$$E_k^2 \sigma = \frac{4k\lambda T_n^2}{W r_k^2}$$

и используя выражение (22), можно определить значение тока через канал разряда в зависимости от введенной энергии и напряженности электрического поля:

$$i = E_k \sigma r_k^2 = \frac{4\pi k\lambda T_n^2}{W r_k^2} = \frac{4\lambda q^2 E}{\pi W k r_k^4 L^2}. \quad (23)$$

Отсюда можно определить погонное сопротивление канала разряда:

$$R = \frac{E}{i} = \frac{\pi W k r_k^4 L^2}{4\lambda q^2}. \quad (24)$$

От выражения (24) можно без труда перейти к выражению Теллера, если предположить, что ра-

диус нагретой зоны канала r_k увеличивается по мере введения заряда в канал согласно выражению

$$r_k^4 = Aq, \quad (25)$$

где A — коэффициент связи. Тогда

$$R' = \frac{\pi W_i k A L}{4 \lambda q}, \quad (26)$$

а коэффициент связи A можно найти, приравняв (26) к эмпирическому выражению Теллера $R' = a/q$ (где $a \approx 10^{-2}$ Кл·Ом^{1/2} м):

$$A = \frac{4 \lambda a}{\pi W_i k L^2}. \quad (27)$$

При условии (25) выведенный критерий полностью совпадает с эмпирическим выражением Теллера. Подставляя в выражение (16) значение температуры (22), можно определить напряженность поля в зависимости от введенного в канал заряда q :

$$E = \frac{r_k^2 \pi W_i L}{4q \ln \left(\frac{\sigma_0 W_i k}{4\lambda} \right)^{0.5} \frac{\pi r_k^3 L}{q}}. \quad (28)$$

Результаты расчетов по выражению (28) представлены на рис. 3 и приводят к неожиданным результатам. Зависимость напряженности поля от введенного заряда имеет минимум, и этот минимум соответствует дуговым напряженностям электрического поля. Минимальное значение напряженности

$$E_{\min} = \frac{l}{2r_k} \left(\frac{\lambda W_i}{\sigma_0 k} \right)^{0.5}, \quad (29)$$

заряд, соответствующий этому минимуму,

$$q_{\min} = \left(\frac{\sigma_0 W_i k}{4\lambda} \right)^{0.5} \frac{\pi r_k^3 L}{e}, \quad (30)$$

а критический ток, при котором разряд еще устойчив,

$$i_{\min} = \frac{4\lambda q_{\min} E_{\min}}{\pi W_i k L^2 A}. \quad (31)$$

Используя (29) — (31), можно рассчитать зависимость критического (минимального) тока i_{\min} от напряженности поля. Результаты сравнения расчетных и экспериментальных [4] данных

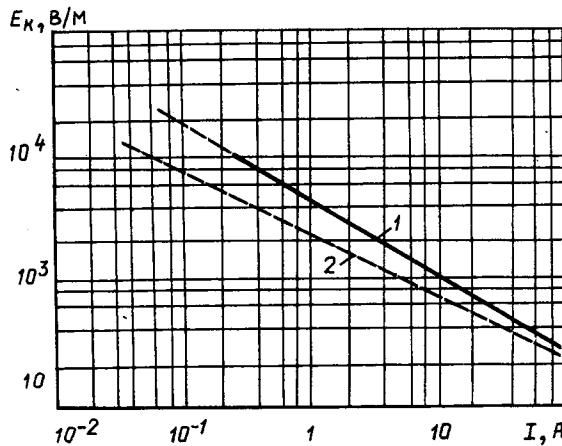


Рис. 4. Зависимости напряженности поля разряда от тока: 1 — эксперимент; 2 — расчет

представлены на рис. 4. При этих расчетах радиус канала варьировался от $3 \cdot 10^{-6}$ до 10^{-4} м, что соответствует результатам измерений минимальных радиусов канала разряда. Расчетная температура канала 4500 К. Критические значения тока примерно $0,1$ — 1 А при напряженностях электрического поля $E \approx 10^3$ В/м также соответствуют известным экспериментальным данным [4].

Минимальное значение введенного заряда, при котором возможно развитие разряда в полях, соответствующих стримерам (10^6 В/м), при радиусе канала стримера $r_k = 10^{-5}$ м примерно равно $q_0 \approx 5 \cdot 10^{-10}$ Кл. Для оценок условий перехода стримера в лидер полагаем, что такой переход возможен, если начальный внедренный заряд в стример достаточен для достижения критической температуры, т. е. когда удовлетворяется критерий (28). Вторым условием является возможность нагрева стримера до лидерных температур, т. е. возможность ввода в начальный канал стримера достаточного заряда. Если заряд равен q_{\min} , то переход стримера в лидер возможен и напряженность электрического поля может снизиться до дуговых.

Погонные заряды, содержащиеся в лидере и стримере, соответственно равны

$$q'_l = c'_l U_l \text{ и } q'_{ct} = c'_{ct} (U_{ct} - E_{ct} l_{ct} / 2).$$

Заряд, внедренный в стример, длиной l_{ct} при стример-лидерном переходе $q = l_{ct} q'_l - l_{ct} q'_{ct}$. Этот переход завершится, если $q = q_{\min}$. При предположении $c'_{ct} = c'_l$ это условие перехода преобразуется к виду

$$C'_{ct} E_{ct} l_{ct}^2 = 2q_{\min}. \quad (32)$$

В [5] определено, что радиус коронирования, достаточный для появления лидера при напряженности поля в зоне коронирования $E_{ct} = 3 \cdot 10^6$ В/м равен $l_{ct} = 0,38$ м. Согласно условию (32)

$$l_{ct} = \sqrt{2q_{\min} / (C'_{ct} E_{ct})}$$

при $r_k = 10^{-5}$ м, $C'_{ct} = 5 \cdot 10^{-12}$ Ф и $q_{\min} = 1,4 \cdot 10^{-6}$ Кл критическая длина стримера при стример-лидерном переходе должна быть $l_{ct} \geq 0,42$ м. Как видно, полученные результаты достаточно близки.

Возможно рассмотрение стример-лидерного перехода с использованием выражения (19) при учете (28):

$$i = \frac{dg}{dt} = \frac{\lambda q}{kr_k^2 L \ln(Q/q)}; \quad \theta = \left(\frac{\sigma_0 W_i k}{4\lambda} \right)^{0.5} \pi r_k^3 L.$$

После интегрирования имеем

$$t_{ct-l} = \frac{kr_k^2 L}{2\lambda} \left\{ [\ln(Q/q_{ct})^2 - [\ln(Q/q_{\min})] \right\}.$$

Конечное значение $q_{\min} = Q/e$ и $\ln(Q/q_{\min}) = 1$, а начальное значение $q_{ct} = 5 \cdot 10^{-10}$ Кл (см. рис. 3). Тогда время перехода

$$t_{ct-l} = \frac{kr_k^2 L}{2\lambda} \left\{ \ln(Q/q)^2 - 1 \right\}.$$

При $r_k = 10^{-5}$ м, $L = 2,7 \cdot 10^{25}$ м⁻³, $Q = 1,6 \cdot 10^{-6}$ Кл и $q_{cr} = 5 \cdot 10^{-10}$ Кл время перехода стримера в лидер $t_{c-l} < 10^{-6}$ с. Проведенные оценки и расчеты дают вполне реальные результаты. Это позволяет надеяться на возможность использования теоретического анализа термоионизационного вида разряда для практических целей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пробой газового промежутка скользящим разрядом / Э. А. Азизов, Н. А. Ахмеров, Г. Г. Гладуш, И. П. Шедько / Термофизика высоких температур, 1984, т. 22, № 4.
2. Зобов Е. А., Соколов В. Г., Сидоров А. Н. Разряд по поверхности углеррафитовых материалов.— Журнал прикладной механики и технической физики, 1980, № 2.
3. Франк-Каменецкий Д. А. Диффузия и теплопередача в химической кинетике.— М.: Наука, 1967.
4. Райзер Ю. П. Физика газового разряда.— М.: Наука, 1987.

[05.03.91]

УДК 594.221:621.315.2.001.24

Искровой разряд в грунте

БАЗЕЛИАН Э. М.

В практике молниезащиты подземных коммуникаций, например кабелей связи, приходится сталкиваться с искровыми каналами в грунте длиной около 100 м. Разряд инициируется в точке удара молнии и распространяется вдоль поверхности земли; наиболее длинные каналы характерны для высокомомальных грунтов ($\rho > 10^3$ Ом·м). Трасса канала надежно фиксируется по следу из взрыхленной земли, начальный радиус которого, достигая десятков сантиметров, постепенно снижается по мере удаления от точки старта [1].

Появление многометровых каналов трудно объяснить с позиций классических представлений о лидерном процессе. Непреодолимым препятствием оказывается относительно низкое напряжение в грунте при растекании тока молнии (I_m) и кратковременность его воздействия. Действительно, начальное сопротивление естественного заzemлителя канала молнии в первом приближении можно оценить исходя из представлений о полусферической искровой зоне в окрестности точки удара радиусом

$$r_n = \left(\frac{\rho I_m}{2 \pi E_{np}} \right)^{1/2}, \quad (1)$$

где E_{np} — пробивная напряженность грунта, близкая по порядку величины к 10⁴ В/см.

При этом максимальное напряжение в грунте определяется выражением

$$U_{max} = \left(\frac{\rho E_{np} I_m}{2 \pi} \right)^{1/2} \quad (2)$$

и не может превысить 4 МВ даже для мощных импульсов тока амплитудой до 100 кА в средах с удельным сопротивлением до 5·10³ Ом·м.

Напряжения 4—5 МВ достаточно, чтобы обеспечить распространение лидера в воздухе на длину около 100 м, однако средняя лидерная скорость составит всего 1,5—2,5 см/мкс, а потому развитие процесса займет не менее 4000 мкс [2, 3]. Сопоставляя полученное значение с фактическим временем воздействия напряжения в грунте,

следует учесть, что средняя длительность импульса тока молнии не превышает 100 мкс и что импульс напряжения, возбужденного этим током, будет еще короче из-за постоянного снижения сопротивления заземления вследствие удлинения канала разряда. Чтобы объяснить наблюдавшиеся на практике перекрытия многометровых промежутков, приходится допустить, что лидер способен двигаться вдоль поверхности земли со средней скоростью 100 см/мкс. Столь высокая скорость достижима при лидерном токе свыше 200 А [4]; у «классического» лидера в открытом воздухе она наблюдалась только в сквозной фазе, когда стримерная зона достигала поверхности электрода противоположной полярности.

Переход разряда в сквозную фазу с момента старта лидера в промежутке длиной около 100 м потребовал бы напряжения 45—50 МВ, что однозначно исключается в рассматриваемой ситуации.

Формирование стримерной зоны безусловно необходимо для лидерного процесса в открытом воздухе. Во время начальной фазы благодаря зарядам длинных стримеров, внедряемых в объем стримерной зоны и увеличивающих эффективную ёмкость лидера до 25—50 пКФ/м, обеспечивается ток смещения около 1 А, который разогревает канал; в сквозной фазе стримеры организуют ток переноса, обеспечивая транспортировку заряда из промежутка на своих головках со скоростью 10⁷—10⁹ см/с [5].

Нет принципиальных препятствий для производства лидера тока за счет иного механизма, не требующего распространения стримеров на сколько-нибудь значительную длину. Снимая требования к электрическому полю, связанные с длиной стримерной зоны, реализация такого механизма позволит поддерживать развитие лидера при весьма низком напряжении между его головкой и электродом противоположной полярности. Теперь это напряжение будет ограничено снизу только условием самостоятельности разряда у поверхности головки, где в ре-

зультате ионизационных процессов должна производиться пусть пока еще холодная газоразрядная плазма.

Лидер с вырожденной стримерной зоной удается, например, наблюдать в скользящем разряде вдоль тонкой диэлектрической пластины, наложенной на металлическую плоскость. Снизяя толщину пластины, можно многократно увеличить погонную емкость канала C_k , не прибегая к услугам объемного заряда длинных стримеров. Соответственно возрастет ток лидера, пропорциональный C_k . На рис. 1 представлены осциллограммы напряжения, тока в основании канала и синхронная с ними фоторазвертка скользящего разряда по поверхности оргстекла толщиной 4 мм. К промежутку длиной 1 м со стержневым анодом подводился импульс напряжения с длительностью фронта 70 мкс.

Сразу после старта канал продвигается неустойчиво. На фоторазвертке фиксируются отдельные вспышки, подобные вспышкам лидера в открытом воздухе при импульсах напряжения с пологим фронтом [6]. Ток около 0,3—0,4 А обеспечивает непрерывное удлинение канала; к моменту пробоя промежутка он увеличивается приблизительно до 1,5 А.

Хотя разряд формировался при нарастающем напряжении, скорость удлинения канала менялась

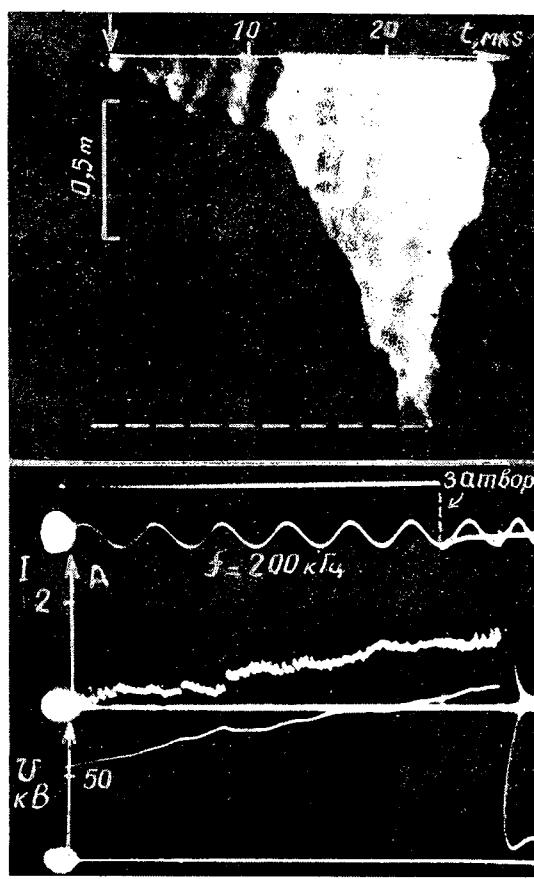


Рис. 1. Типичные осциллограммы напряжения и тока вместе с синхронной фоторазверткой лидера, скользящего вдоль листа оргстекла толщиной 4 мм, наложенного на металлическую плоскость

незначительно, удерживаясь в пределах (2—3) $\times 10^6$ см/с. Точно такая же скорость характерна для начальной стадии лидера при сопоставимых токах. Неизменность скорости указывает на приблизительное постоянство потенциала головки. Последнее позволяет оценить среднюю напряженность электрического поля в канале по приращению напряжения ΔU за время Δt , в течение которого длина канала увеличилась на Δl :

$$E_k \approx \frac{\Delta U}{\Delta l}.$$

Усредненное значение $E_k \approx 0,35$ кВ/см, полученное в эксперименте, близко к результатам многочисленных оценок этого параметра для канала лидера при сходных условиях.

Таким образом, несмотря на вырожденность стримерной зоны (свечение у головки занимает не более 3—5 см), формирующийся канал по своим основным проявлениям оказался подобным каналу «классического» лидера. Тем самым подтверждается предположение об инвариантности лидера процесса к механизму создания тока.

Закономерно допустить, что не только большая емкость канала на землю в скользящем разряде вдоль диэлектрика, но и проводимость грунта при разряде в его поверхностном слое может обеспечить ток, достаточный для развития длинного лидера. Именно такой механизм позволяет объяснить многометровые пробои грунта при ударах молнии.

Ток молнии, распространяясь по каналу формирующего лидера, должен стекать в землю через его боковую поверхность, контактирующую с грунтом, и, частично, через головку. Если при этом у головки будет обеспечено условие самостоятельности разряда ($E(r_r) > E_{np}$), а ток через головку превысит некоторое критическое значение I_{min} , близкое по порядку величины к 1 А, лидерный канал вдоль поверхности земли должен удлиняться подобно «классическому» лидеру в открытом воздухе.

Нетрудно оценить ток молнии I_m , который потребуется для развития канала разряда длиной l_m . В первом, достаточно грубом, приближении для этой цели можно ограничиться схемой замещения с постоянной поперечной проводимостью утечки через поверхность единицы длины канала g_a и неизменной напряженностью электрического поля в канале E_a , не принимая во внимание ни индуктивное падение напряжения, ни поперечный емкостный ток. Схема замещения описывается уравнениями

$$-\frac{dU}{dx} = E_a; \quad -\frac{di}{dx} = g_a U. \quad (3)$$

Их решение при граничных условиях

$$i(0) = I_m; \quad \frac{U(l_m)}{i(l_m)} = R_r, \quad (4)$$

дает

$$i(l_m) = \frac{I_m - g_a l_m^2 E_a / 2}{1 + g_a l_m R_r}, \quad (5)$$

откуда с учетом $i(l_l) = I_{\min}$ получим

$$l_l = \left[\frac{2(I_m - I_{\min})}{g_l E_l} + \frac{R_t^2 I_{\min}^2}{E_l^2} \right]^{1/2} - \frac{R_t I_{\min}}{E_l}. \quad (6)$$

Для грубых оценок в (6) можно пренебречь I_{\min} по сравнению с I_m и исключить члены, содержащие $R_t I_{\min}$. Тогда

$$l_l \approx \left(\frac{2I_m}{g_l E_l} \right)^{1/2}. \quad (7)$$

Оценивая усредненную проводимость утечки g_l , например по выражению

$$g_l = \frac{\pi}{\rho \ln l_l / r_l},$$

справедливому, когда канал, двигаясь вдоль земли, контактирует с нижней половиной своей цилиндрической поверхности, усредненный радиус канала r_l следует определять с учетом искровой зоны, зависящей от средней плотности тока утечки и пробивной напряженности грунта, как

$$r_l \approx \frac{\rho I_m}{\pi l_l E_{\text{пр}}}. \quad (8)$$

Подстановка последнего выражения в (7) приводит к соотношению

$$l_l \approx \left(\frac{2I_m \rho \ln \frac{\pi l_l^2 E_{\text{пр}}}{\rho I_m}}{\pi E_l} \right)^{1/2}. \quad (9)$$

Слабое изменение логарифмического члена в (9) позволяет считать, что с достаточно высокой точностью максимальная длина лидера l_l оказывается пропорциональной $\sqrt{\rho I_m}$. В этом отношении полученное выражение совпадает с результатами других авторов (например [7]). Однако принципиальное отличие связано с тем, что значение l_l оказывается мало чувствительным к пробивной напряженности грунта $E_{\text{пр}}$, которая определяет его электрическую прочность в равномерном поле. Вместо нее решающее значение приобретает продольная напряженность в канале лидера E_l .

Функциональная связь такого рода закономерна. Она может рассматриваться как одно из наиболее общих свойств газоразрядных явлений, существование которых сводится к распространению в резко однородном электрическом поле волны ионизации с фронтом, занимающим по протяженности малую долю межэлектродного расстояния. Сходная зависимость намечается и для лидерного процесса в открытом воздухе, где по мере удлинения разрядного промежутка с предельной степенью неоднородности электрического поля средняя пробивная напряженность приближается к средней напряженности электрического поля в канале лидера. Тот же результат получен в скользящем разряде по поверхности диэлектрика. Естественно, что достоверность сведений о E_l в наибольшей степени влияет на точность расчетных оценок.

При разрядах молний среднее значение то-

ка I_m близко к 30 кА. Это значит, что по большей части лидерного канала, формирующегося вдоль поверхности земли, будет проходить ток выше 10^2 А. Сведения о напряженности электрического поля в лидерном канале при токе 10^2 – 10^4 А крайне ограничены. Экспериментальные данные [8] позволяют считать, что ток 200–1000 А доводит напряженность в канале до уровня 250–200 В/см всего за 2–4 мкс. Примерно еще через 10 мкс напряженность падает до 100 В/см даже в том случае, когда амплитуда тока не превышает 30 А. На еще более быструю проработку канала указывают измерения [9], выполненные при токе в десятки килоампер. Полезно также иметь в виду, что установившееся значение напряженности в сильноточной дуге слабо зависит от тока и близко к 30–40 В/см [10]. Таким образом, усредненное значение не более $E_l = (1-2) \cdot 10^2$ В/см представляется вполне реальным для оценок предельной длины лидера канала по выражению (9).

Результаты расчета (рис. 2) показывают, что для распространения лидера вдоль поверхности грунта с $\rho = 10^3$ Ом·м на расстояние около 100 м потребуется обеспечить в основании канала ток 20–40 кА. В случае грунта с высокой проводимостью ($\rho = 10^2$ Ом·м) пробой столь длинного промежутка представляется нереальным даже при экстремальных токах амплитудой до 200 кА.

Нет запрета на распространение лидера из точки удара молнии не только вдоль поверхности земли, но и в ее глубину. При этом поперечная проводимость g_l сформированного канала окажется приблизительно в два раза выше, чем в рассмотренном здесь случае; согласно (7) соответственно снизится предельная длина промежутка.

Важно отметить, что в отличие от тока в

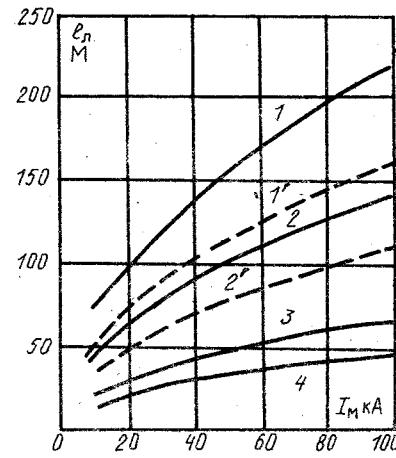


Рис. 2. Расчетные значения максимальной длины канала лидера в грунте с удельным сопротивлением 1000 Ом·м (кривые 1, 1', 2, 2') и 100 Ом·м (кривые 3, 3', 4, 4') в зависимости от амплитуды тока молнии в случае развития разряда вдоль (1–4) и перпендикулярно (1', 2', 3', 4') поверхности земли. В расчете принято $E_l = 100$ В/см (1, 1', 3) и $E_l = 200$ В/см (2, 2', 4)

канале значение минимального напряжения, при котором принципиально возможно перекрыть промежуток заданной длины, практически не зависит не только от пробивной напряженности $E_{\text{пр}}$, но и от удельного сопротивления грунта q , поскольку в любом случае оно близко к падению напряжения на канале $E_{\text{л}}l_{\text{л}}$.

Если ток меняется во времени, как это, например, имеет место в случае разряда молнии, в расчет требуется ввести зависимость скорости лидера $v_{\text{л}}$ от тока через головку $I_{\text{г}}$. Сведения о виде функции $v(I)$ достаточно разноречивы. Обобщение экспериментальных данных при токе до 1,1 кА привело авторов [11] к эмпирическому выражению

$$v_{\text{л}} = kI^{0.66}$$

причем коэффициент k был принят равным 0,86 при $I=1\div23$ А и 2,65 при $I=85\div1100$ А. В [12] приведены данные, указывающие на более пологую кривую:

$$v_{\text{л}} \approx 4\sqrt{I} \text{ (в см/мкс при } I \text{ в А).}$$

Последнее эмпирическое выражение использовалось в нижеследующих расчетах.

Основным элементом расчётной программы является поиск распределения тока вдоль канала формирующегося лидера с учетом поперечных утечек; в результате определяется ток головки, предопределяющий скорость лидера. Здесь нетрудно учесть изменение эффективного радиуса искровой зоны в зависимости от плотности тока утечки и принять во внимание вариацию продольной напряженности электрического поля в различных участках канала в зависимости от их тока и времени жизни. Для расчета тока использовался метод, аналогичный методу эквивалентных зарядов в электростатике [12]. Это оказалось возможным, поскольку при реальных импульсах тока молнии формирование процесса разряда в основном происходит после достижения импульсом амплитудного значения при скорости изменения тока не более 10^9 А/с, которая обуславливает индуктивную составляющую падения напряжения в канале менее 10 В/см. Для сравнения полезно отметить, что продольная напряженность электрического поля в канале в зависимости от тока и времени жизни изменялась в пределах 1000—40 В/см. Вот почему отказ от учета индуктивной составляющей, позволяя существенно упростить расчет, не ведет к заметной ошибке.

На рис. 3 представлены зависимости от времени скорости лидера ($v_{\text{л}}$), тока ($I_{\text{г}}$) и потенциала ($\phi_{\text{г}}$) его головки, а также длины сформированного канала ($l_{\text{л}}$). Расчет выполнен для импульса тока в основании канала $I_{\text{м}}(t) = I_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$ амплитудой 30 кА при $\alpha = 7 \cdot 10^{-3}$ и $\beta = 0,5$ мкс⁻¹; удельное сопротивление грунта принято равным 10^3 Ом·м, а пробивная напряженность — $1,2 \cdot 10^6$ В/м. За время около 85 мкс длина канала лидера, формирующегося в глубь земли, достигла 55 м. В течение всего процесса потенциал лидерной головки не превы-

шал 1 МВ, а последние 70 мкс он был ниже 0,5 МВ; тем не менее ток через головку существенно превосходил 100 А, что позволяло поддерживать скорость лидера на уровне 10^8 см/с. По мере удлинения канала ток $I_{\text{г}}$ монотонно снижался за счет утечек через боковую поверхность; через 80 мкс после старта его значение упало до 35 А, а скорость лидера — примерно на порядок величины.

Нижеследующие данные, относящиеся к импульсу тока амплитудой 30 кА, показывают, что предельная длина лидерного канала достаточно слабо зависит от длительности импульса:

$\tau_{\text{и}}$, мкс	25	50	100	200	400
$I_{\text{л}}/I_{\text{макс}}$	0,46	0,58	0,7	0,81	0,9

Требуется уменьшить длительность $\tau_{\text{и}}$ почти до 30 мкс, чтобы сократить протяженность лидера вдвое по сравнению с той, что должна иметь место при неснижающемся токе ($I_{\text{макс}}$). Последнее обусловлено тем, что спад предопределяющего скорость $v_{\text{л}}$ тока через головку лидера в значительно большей степени связан с ростом утечек через боковую поверхность канала, чем с «естественной» убылью тока молнии в точке ее удара в землю.

Представленные материалы позволяют заключить, что предложенная модель формирования тока лидера за счет проводимости грунта дает возможность объяснить высокую скорость распространения канала вдоль поверхности земли и позволяет оценить основные характеристики такого разряда при ударах молнии.

При ограниченной длительности импульса, как и в случае $I_{\text{м}} = \text{const}$, максимальная длина канала растет существенно медленнее, чем амплитуда тока ($I_{\text{макс}}$). В этом убеждают результаты расчета, выполненные для экспоненциального импульса с $\tau_{\text{и}} = 100$ мкс:

$I_{\text{макс}}$, кА	10	30	50	100	150	200
$I_{\text{л}}/I_{\text{л,ср}}$	0,45	1,0	1,35	2,05	2,5	3,0

Данные нормированы значением $I_{\text{л,ср}}$, соответствующим средней амплитуде тока молнии $I_{\text{макс,ср}} = 30$ кА. С погрешностью около 20 % можно считать, что длина $l_{\text{л}}$ пропорциональна $\sqrt{I_{\text{макс}}}$. Примерно с той же погрешностью в диапазоне $\rho = 100\div2000$ Ом·м для оценки зависимости длины канала от удельного сопротивления грунта можно использовать соотношение $l_{\text{л}} \approx \sqrt{\rho}$. Подтверждением этому служат следующие расчетные данные:

q , Ом·м	200	400	600	800	1000	1500	2000
$I_{\text{л}}/I_{\text{л,1000}}$	0,42	0,63	0,78	0,89	1,0	1,2	1,37

Эти данные были получены для импульса тока амплитудой 30 кА и длительностью 100 мкс (за единицу длины канала принято расчетное значение $l_{\text{л}}$ при $q = 1000$ Ом·м).

Таким образом, несмотря на примитивность исходной модели, оценки по (9) достоверно передают тенденцию изменения условий формиро-

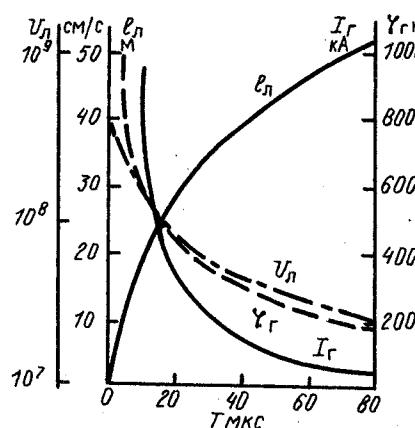


Рис. 3. Типичные расчетные параметры лидера, формирующегося в грунте земли, при удельном сопротивлении 1000 Ом·м и амплитуде тока молнии 30 кА с длительностью импульса 100 мкс

вания разряда в зависимости от параметров грунта и воздействующего на него импульса тока молнии.

Когда канал разряда достигнет заземлителя объекта либо его коммуникаций, к ним ответвится часть тока молнии, инициировавшей процесс. Для приближенной оценки этого тока (I_3) можно использовать соотношение (5), где в таком случае под параметром R_3 следует понимать сопротивление заземления пораженной металлоконструкции (R_3), а при расчете поперечной проводимости сформированного канала в формулу (8) вместо тока молнии I_m нужно ввести разность $I_m - I_3$, задающую ток утечки через боковую поверхность. В связи с интенсивной проработкой канала током порядка 10^4 – 10^5 А продольная напряженность электрического поля в нем (E_3) может быть принята равной 30–40 В/см.

Численные оценки по (5) при указанных значениях основных параметров показывают (рис. 4), что в высокомомных грунтах ($\rho \approx 1000$ Ом·м) к хорошо заземленному объекту ответвляется значительная доля тока даже в том случае, когда протяженность канала до точки удара молнии приближается к 100 м. Последнее означает, что перекрытие больших расстояний вдоль поверхности грунта может представлять реальную опасность для особо ответственных объектов современной техники, а потому среди мероприятий по их молниезащите должны предусматриваться средства защиты от прорыва каналов скользящих разрядов.

Для простоты анализа во всех аналитических и численных оценках предполагалось, что при ударе молнии ее ток полностью распространяется вдоль канала лидера, формирующегося в грунте. В действительности, хотя бы на начальном этапе процесса возможны многочисленные разветвления, дробящие ток молнии. Как предельный случай уместно вспомнить классическое представление о естественном заземлителе в точке удара, который обычно рассматривают как полностью симметричную ионизированную искровую зону с током I_3 . Потенциал в

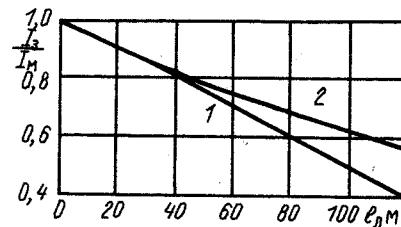


Рис. 4. Доля тока молнии амплитудой 30 кА (1) и 100 кА (2), ответвившегося в заземлитель объекта сопротивлением 10 Ом через канал лидера различной длины, формирующегося вдоль поверхности грунта с удельным сопротивлением 1000 Ом·м

точке удара, вычисленный согласно (2) исходя из модели такой зоны, должен быть равен потенциалу основания канала скользящего разряда, который в конце процесса развития с удовлетворительной точностью может быть принят равным

$$U_k = I_m E_k,$$

что с учетом (7) дает

$$U_k = \left(\frac{2I_m E_k}{g_n} \right)^{1/2}, \quad (10)$$

где I_k — ток в основании канала.

Совместное решение (2), (10) и уравнения баланса токов $I_m = I_k + I_3$ приводит к соотношению

$$\frac{I_m}{I_k} = 1 + \frac{E_k}{E_{np}} \ln \frac{\pi l_n^2 E_{np}}{\rho I_k}, \quad (11)$$

которое позволяет оценить долю тока молнии, ответвившегося в канал скользящего разряда в конце его развития. Из (11) следует, что значение I_k/I_m практически не зависит от амплитуды тока молнии и при типовых параметрах грунта находится в пределах 0,7–0,9.

Таким образом, в конечном счете почти весь ток молнии принимает участие в формировании канала разряда вдоль поверхности земли. Что же касается начальной стадии его образования, то здесь анализ процесса нельзя вести без детального учета неустойчивостей, предопределяющих перераспределение тока в искровой зоне. Механизм одной из таких неустойчивостей очевиден — он связан с разогревом ионизованных областей и постепенным переходом к дуговой форме разряда с отрицательным динамическим сопротивлением, исключающим сколько-нибудь длительное существование параллельных каналов.

Не исключено, что рождению активно удлиняющегося канала способствует случайный контакт точки удара молнии с каким-либо естественным заземлителем, например с корнем дерева, коротким отрезком металлической трубы или провода. Результаты расчета (рис. 5) показывают динамику переключения тока молний в канал разряда, стартовавшего от одиночного стержневого заземлителя длиной 2 м. Через 5 мкс после удара молнии в подземном канале было сосредоточено около 60 % ее тока, а еще через 20 мкс — 80 %. Именно по этой причине, оценивая предельную длину разряда вдоль по-

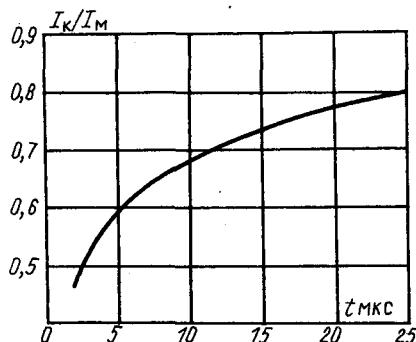


Рис. 5. Отбор тока молнии амплитудой 30 кА из точки удара в канал лидера скользящего разряда.

верхности грунта, можно не принимать во внимание достаточно сложную картину растекания тока в окрестности точки удара и тем не менее получить результат с погрешностью на уровне 10—15 %.

В заключение полезно остановиться на особенностях развития разряда в грунте при много-компонентных молниях. Как известно, в паузах между компонентами по каналу молнии, а следовательно и в земле течет ток около 100—500 А. Оценки показывают, что при удельном сопротивлении грунта порядка $10^3 \Omega \cdot \text{м}$ этот ток в состоянии поддержать проводимость, характерную для дуговой формы разряда, в уже сформированном канале длиной 10—20 м. Импульсу тока очередного компонента молнии не придется начинать с нуля. Тем самым в еще большей степени нивелируется влияние длительности импульса тока, а участок канала, сохранившийся в земле после действия тока предшествующего импульса, выполнит функции инициирующего элемента, которые возлагались выше на случайный протяженный проводящий предмет, оказавшийся в земле.

Выводы. 1. Развитая гипотеза о возможности формирования тока лидера за счет естественной проводимости среды позволяет объяснить развитие при ударах молнии искровых каналов в поверхностном слое грунта со скоростью до 10^8 см/с на длину в десятки метров.

2. Условия распространения многометрового лидера вдоль поверхности земли в наибольшей степени предопределяются током молнии и удель-

ным сопротивлением грунта, но слабо зависят от его пробивной напряженности, характеризующей электрическую прочность в однородном поле.

3. Мероприятия по молниезащите ответственных объектов с развитой сетью подземных коммуникаций должны предусматривать средства защиты от импульсов тока, проникающих от точки удара молнии по каналам искровых разрядов в грунте.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Оценка влияния стелящейся по земле части канала молнии на величину тока прямого удара в оболочке подземного кабеля / А. А. Гольдштейн, В. П. Закаршин, В. И. Коротеев и др.— В кн.: Грозозащита в районах с высоким удельным сопротивлением грунта. Апатиты: Изд-во Кольского филиала АН СССР, 1981.
2. Развитие лидера в воздушных промежутках большой длины / А. П. Байков, О. В. Богданов, А. С. Гайворонский и др.— Электричество, 1988, № 9.
3. Особенности развития разряда в длинных промежутках при прямоугольных импульсах напряжения / А. В. Лупейко, В. П. Мирошниченко, В. С. Сысоев, Е. Н. Чернов.— Труды II Всес. совещ. по газовому разряду, т. 2, Тарту: Изд-во ТГУ, 1984.
4. Стекольников И. С. Природа длинной искры.— М.: Изд-во АН СССР, 1960.
5. Базелян Э. М. Лидер положительной длинной искры.— Электричество, 1987, № 5.
6. Горин Б. Н., Шкилев А. В. Развитие электрического разряда в длинных промежутках при импульсном напряжении положительной полярности.— Электричество, 1974, № 2.
7. Sunde E. Earth conduction effects in transmission systems.— Toronto — New York — London: D. Van Nostrand Company, 1949.
8. Горин Б. Н., Инков А. Я. Исследование канала искры.— ЖТФ, 1962, т. 32, вып. 2.
9. Кужекин И. П., Бизяев А. С., Прохоров Е. Н. Физико-энергетические характеристики канала разряда, имитирующего молнию.— Труды расш. засед. IV секции науч. совета АН СССР по теоретическим и электрофизическим проблемам молний и молниезащиты, Баку: Элм, 1984.
10. Райзер Ю. П. Физика газового разряда.— М.: Наука, 1987.
11. Kekez M., Savic P. Correlation leader velocity for current varying from 90 mA to 2 kA.— Report 4-th Inter. Symp. on High Voltage Engineering. Athens, 5—9 Sept. 1983, N 45.05.
12. Электрический разряд в длинных воздушных промежутках со слабой степенью неоднородности электрического поля / Э. М. Базелян, О. В. Волкова, М. В. Бурмистров, В. И. Левитов.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1978, № 2.

[26.09.90]

Электродинамические генераторы

БУТ Д. А., доктор техн. наук,
КОНЕЕВ С. М.-А., канд. техн. наук

Московский авиационный институт

Одним из новых типов электрических машин, активно разрабатываемых в настоящее время, являются электродинамические генераторы (ЭДГ), основанные на периодической деформации магнитного поля и работающие в циклическом неустановившемся режиме, близком к режиму к. з. Для различных конкретных модификаций таких машин применяются названия «ударные генераторы», «компрессионные генераторы», «компульсаторы» (compensated pulsed alternators), «импульсные электромашинные генераторы». Так как во всех подобных машинах рабочие режимы реализуются на основе нестационарных процессов с быстро изменяющимися напряжениями, токами, индукциями и электромагнитными силами в активной зоне, используемое для них название ЭДГ представляется достаточно общим и полным.

Такие генераторы позволяют получать большие импульсные токи для физических и технологических установок, электродинамических ускорителей масс и т. п. [1—3]. По сравнению с используемыми для подобных целей емкостными или индуктивными накопителями ЭДГ обеспечивают высокую частоту следования токовых импульсов, их рациональную форму, хорошие регулировочные качества, естественный спад тока в момент разрыва внешней цепи. По массогабаритным и энергетическим показателям они во многих случаях превосходят свои аналоги. По существу, ЭДГ объединяет в себе электрическую машину, индуктивный накопитель энергии и согласующее звено, причем ротор ЭДГ обычно выполняет роль механического накопителя энергии, что позволяет создавать автономные высокогородированные энергетические установки кратковременного действия. Поскольку процессы накопления энергии в ЭДГ существенны, их называют также электродинамическими накопителями [4].

Принцип работы и классификация ЭДГ. Вращение ротора ЭДГ приводит к периодическому изменению структуры его магнитной цепи. При фиксированном магнитном потоке индукция B обратно пропорциональна сечению магнитной цепи S , т. е. $B \sim S^{-1}$, а объем с магнитным полем $Q \approx Sl_b$, где l_b — характерная длина линий магнитной индукции в активной зоне машины. Поэтому накопленная в немагнитной активной зоне магнитная энергия $W = B^2 Q / 2\mu_0$ будет пропорциональна величине l_b / S . Уменьшая сечение магнитного потока и растягивая линии индукции за счет движения проводников, можно увеличить энергию W , а затем передать ее нагрузке в виде электроэнергии.

Условие неизменности магнитного потока предполагает использование в ЭДГ обмоток и контуров с малыми активными сопротивле-

ниями. При значительных активных сопротивлениях в цепи ЭДГ зависимости $B \sim S^{-1}$ и $W \sim l_b S^{-1}$ не имеют места и эффективность преобразования энергии снижается. Поэтому при деформации поля в ЭДГ цепь его обмотки якоря (ОЯ) должна иметь минимально возможное активное сопротивление. С этой целью в ряде случаев ОЯ при сжатии поля замыкается накоротко, а затем переключается на нагрузку специальным сильноточным коммутатором. Если же ОЯ при сжатии поля подключена к нагрузке с существенным активным сопротивлением, характеристики ЭДГ ухудшаются. Заметим, что хотя в ЭДГ с обмотками, изготовленными из обычных материалов, всегда имеются внутренние активные сопротивления, их роль может быть сделана малой при быстром изменении токов и индуктивностей, когда постоянная времени электрической цепи превышает длительность токового импульса.

Процессы в ЭДГ определяются уравнением якорной цепи

$$u = \frac{d\Psi}{dt} + iR$$

или с учетом $\Psi = Li$

$$u - i \frac{dL}{dt} = L \frac{di}{dt} + iR, \quad (1)$$

где u — внешнее приложенное напряжение; Ψ — потокосцепление цепи; i — ток; R — эквивалентное активное сопротивление; L — эквивалентная индуктивность.

Изменение Ψ и L , создающее основную рабочую э. д. с. генератора, достигается за счет взаимного перемещения обмоток и высокопроводящих экранов, обеспечивающих вытеснение исходного магнитного поля в воздушный зазор с малой площадью поперечного сечения.

По способу экранирования поля можно выделить ЭДГ с активным и пассивным экранированием. На рис. 1, а, б показаны схемы ЭДГ обоих типов в двухполюсном исполнении.

В первом типе ЭДГ, называемых компрессионными генераторами [1, 3], идентичные однофазные обмотки статора (ОС) и ротора (ОР) включены последовательно через щеточный контакт (ЩК) на нагрузку Z_n (рис. 1, а). В момент совпадения осей обмоток, когда индуктивность генератора максимальна, в цепь вводится начальный ток от источника возбуждения ИВ, которым может служить, например, заряженный конденсатор, после чего обмотки переключаются на нагрузку Z_n . При повороте ротора на 180° потоки обмоток статора и ротора оказываются встречно направленными. Магнитное поле вытесняется в эффективный зазор между статором

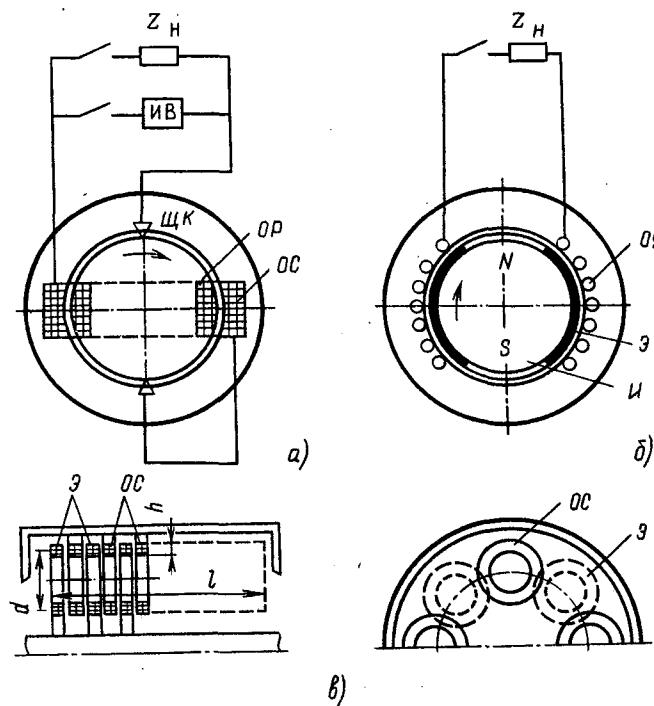


Рис. 1

и ротором, определяемый конструктивным зазором и глубиной проникновения поля в экранирующие элементы и обмотки, эквивалентная индуктивность цепи становится минимальной и ток резко возрастает. Обмотка ротора по отношению к ОС является активным экраном с током, равным току ОС.

Во втором типе ЭДГ (см., например, [6, 7]) имеется ОЯ, подключаемая к нагрузке, и индуктор (И), охваченный пассивным короткозамкнутым экраном (Э) (рис. 1, б). Индуктор создает исходное магнитное поле с помощью обмотки возбуждения или постоянных магнитов. Якорь размещается на статоре, индуктор — на роторе или наоборот. Когда оси обмоток якоря и индуктора совпадают и эквивалентная индуктивность цепи якоря максимальна, ОЯ замыкается и захватывает исходный поток, а при повороте ротора на 180° потоки статора и ротора будут встречными и примерно равными, если эквивалентная постоянная времени цепи ОЯ превышает время поворота ротора. Магнитное поле вытесняется в область эффективного зазора, индуктивность экранированной цепи якоря становится минимальной, ток ОЯ резко возрастает.

Процессы сжатия поля в ЭДГ первого и второго типов носят идентичный характер, несмотря на различия в электрических схемах.

Экран выполняется в виде сплошного цилиндра (пассивное экранирование) или имеет продольные вырезы, т. е. состоит из взаимосвязанных сегментов с определенной осью симметрии. Если ось такого экрана совпадает с осью полюсов индуктора, вытеснение поля в зазор будет наиболее полным и ток ОЯ будет максимальным. Однако он носит пиковый характер.

Для некоторых приложений необходимо иметь уплощенную форму токового импульса, что достигается смещением оси экрана относительно оси полюсов на определенный угол [7]. В этом случае ЭДГ имеет пассивное направленное экранирование.

Электродинамические генераторы с пассивным экранированием идентичны ударным генераторам — синхронным генераторам с развитыми демпферными обмотками, работающим в режимах, близких к циклическому однофазному или двухфазному к. з. [5]. Этот тип ЭДГ в настоящее время получил новые возможности улучшения показателей за счет последовательной коммутации обмоток на якоре, что обеспечивает увеличение магнитного потока благодаря активному экранированию обмоток в несимметричных режимах [17].

Можно выделить также третий тип ЭДГ — генераторы с пассивными автономными подвижными экранами и неподвижными обмотками, совмещающими функции индуктора и якоря [8—10]. С помощью многослойных вращающихся экранов исходное поле обмоток статора ОС периодически сжимается и в этих же обмотках наводится рабочая э. д. с. Электрическая схема ЭДГ третьего типа такая же, как у ЭДГ первого типа, т. е. обеспечивает ввод в обмотки начального тока от ИВ с последующим переключением на нагрузку. Один из вариантов подобного ЭДГ, в котором роль подвижных экранов выполняют короткозамкнутые обмотки, приводится на рис. 1, в и более подробно обсуждается в дальнейшем.

Электродинамические генераторы могут выполняться со стальными магнитопроводами или без них. В первом случае снижаются потери на возбуждение и обеспечивается высокая степень модуляции индуктивности (отношение L_{\max}/L_{\min} достигает 100—200 [1]). Во втором случае потери на возбуждение значительны, а отношение L_{\max}/L_{\min} имеет порядок 10 [2]. Однако отсутствие стальных сердечников позволяет создавать легкие высокофорсированные ЭДГ с большой частотой вращения ротора.

Связь энергетических и массо-габаритных показателей ЭДГ. Для вывода уравнения, связывающего расчетную мощность ЭДГ с геометрическими и электромагнитными параметрами, рассмотрим линейную развертку его активной зоны (рис. 2). Генератор содержит ОЯ на статоре и индуктор на роторе с полюсами N , S и экра-

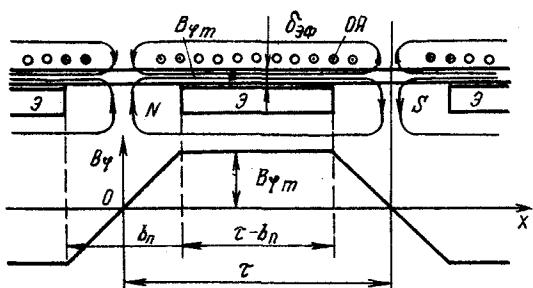


Рис. 2

ном \mathcal{E} между ними. На рис. 2 показаны линии индукции, соответствующие встречному направлению потоков якоря и индуктора, когда энергия сжатого поля максимальна, а также эпюра тангенциального поля $B_\phi(x)$, где x — координата вдоль кольцевого зазора. Индукция B_ϕ максимальна ($B_{\phi m}$) в межполюсном пространстве и линейно снижается до нуля на оси полюса в пределах полуширины полюса ($b_n/2$). Последнее допущение предполагает равномерное распределение радиальной индукции в ненасыщенном ферромагнитном полюсе. Если начальное радиальное поле в рабочем зазоре под полюсом имеет индукцию B_0 , то при фиксированном магнитном потоке очевидно имеем в пределах полюсного деления τ :

$$\begin{aligned} B_\phi &= 2B_{\phi m}x/b_n \text{ при } x \leq 0,5b_n; \\ B_\phi &= B_{\phi m} = B_0b_n/(\delta_{\phi m}) \text{ при } 0,5b_n < x < (\tau - 0,5b_n); \\ B_\phi &= 2B_{\phi m}(\tau - x)/b_n \text{ при } (\tau - 0,5b_n) < x < \tau, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\delta_{\phi m} \approx \delta + \Delta_{\phi m}$ — эффективный зазор; δ — конструктивный зазор; $\Delta_{\phi m} \approx \sqrt{2}/(\mu_0\sigma\omega)$ — эффективная глубина проникновения поля в экранирующие элементы; σ — проводимость экранов; $\omega = \pi pr/30$ — циклическая частота; r — число пар полюсов; n — частота вращения, об/мин; $\tau = \pi D/2p$ — полюсное деление; D — диаметр активной зоны.

Энергия сжатого поля

$$W_\phi = 2p\delta_{\phi m}l \left[2 \int_0^{0,5b_n} B_\phi^2/(2\mu_0) dx + B_{\phi m}^2(\tau - b_n)/(2\mu_0) \right], \quad (3)$$

где l — осевая длина активной зоны.

После интегрирования (3) с учетом (2) получим

$$W_\phi = \frac{\pi^3}{8\mu_0} \left(1 - \frac{2}{3} \alpha \right) (\alpha B_0)^2 \lambda D^3 / (p^2 \delta_{\phi m}^2), \quad (4)$$

где $\alpha = b_n/\tau$ — коэффициент полюсного перекрытия; $\delta_{\phi m}^* = \delta_{\phi m}/D$ — относительный эффективный зазор; $\lambda = l/D$ — относительная длина активной зоны.

Энергия недеформированного радиального поля с индукцией B_0 в зазоре

$$W_r = B_0^2 \alpha \tau \delta' pl / \mu_0, \quad (5)$$

где $\delta' = \delta k_\mu k_\delta$ — расчетный зазор под полюсом; k_μ — коэффициент, учитывающий насыщение магнитной цепи; k_δ — коэффициент зазора.

Кратность увеличения энергии в активной зоне при сжатии поля

$$\frac{W_\phi}{W_r} = \frac{\pi^2 \alpha \left(1 - \frac{2}{3} \alpha \right)}{4p^2 \delta_{\phi m}^* \delta'}, \quad (6)$$

где $\delta' = \delta'/D$ — относительный расчетный зазор.

Предельная мощность генератора

$$P_{\max} = W_\phi \frac{pn}{60} = c (\alpha B_0)^2 \left(1 - \frac{2}{3} \alpha \right) \lambda n D^3 / (p \delta_{\phi m}^*), \quad (7)$$

где $c = \pi^3 / (480 \mu_0) \approx 5,14 \cdot 10^4$ м/Гн.

Уравнение (7) имеет такую же структуру, что и основное расчетное уравнение для других типов машин (см., например, [10]). Оно позволяет при фиксированных α , B_0 , n , p , $\delta_{\phi m}$ оценить размеры активной зоны машины по величине предельной мощности.

Реальная расчетная мощность P генератора будет заметно меньше P_{\max} , так как в нагрузку обычно выводится лишь часть энергии W_ϕ , определяемой (4). Значительную роль играют диссипативные процессы (в обмотках, экранах, коммутаторах, токоподводах), а также уменьшение потокосцепления обмоток в процессе сжатия поля (особенно при постоянном включении нагрузки в цепь ОЯ). Часть энергии W_ϕ может недопользоваться и возвращаться ротору при расширении магнитного поля. Можно принять

$$P = P_{\max} k_v, \quad (8)$$

где k_v — коэффициент, учитывающий снижение выходной мощности (обычно $k_v \approx 0,2$ —0,6 в зависимости от типа ЭДГ и его электрической схемы). Соответственно энергия, выводимая в нагрузку за один цикл, $W = k_v W_\phi$.

Выразим массу ЭДГ в виде

$$M = k_l k_D^2 \pi D^2 / \gamma_{cp}, \quad (9)$$

где k_l — коэффициент длины, равный отношению полной длины ЭДГ к длине его активной зоны l ; k_D — коэффициент наружного диаметра (отношение наружного диаметра к D); γ_{cp} — средняя плотность материалов ЭДГ (с учетом каналов, полостей и пр.). Тогда удельная масса генератора (кг/Вт):

$$m = \frac{M}{P} = \frac{\pi k_l k_D^2 \gamma_{cp} p \delta_{\phi m}^*}{4k_v c \left(1 - \frac{2}{3} \alpha \right) (\alpha B_0)^2 n}, \quad (10)$$

удельная энергия ЭДГ (Дж/кг):

$$w_{yd} = W/M = P/(fM) = 1/(fm), \quad f = pn/60.$$

Выберем, например, характерные значения $k_l = k_D = 1,5$; $p = 1$; $\gamma_{cp} = 0,7\gamma_{ct}$ ($\gamma_{ct} = 7800$ кг/м³); $\delta_{\phi m}^* = 0,02$; $B_0 = 1$ Тл; $n = 10^4$ об/мин; $k_v = 0,25$.

Тогда $w_{yd} = 890$ Дж/кг, $m \approx 0,0135 \cdot 10^{-3}$ кг/Вт.

Таким образом, удельная масса ЭДГ в десятки раз меньше, чем у высокофорсированных генераторов для автономных энергоустановок [10].

Если принять $B_0 \approx (1,5 \div 1,7)$ Тл при сохранении значений других параметров, то значение w_{yd} может быть доведено до 2 кДж/кг и более [6].

В случае, когда задана окружная скорость ротора, ограничивающая предельно допустимые механические напряжения, с учетом $v_m = \pi Dn/60$ получим

$$P = \frac{60k_v c \left(1 - \frac{2}{3} \alpha \right) (\alpha B_0)^2 \lambda D^2 v_m}{\pi p \delta_{\phi m}^*}; \quad (11)$$

$$m = \frac{\pi^{5/2} k_D^2 \gamma_{cp} (P/\lambda)^{1/2}}{4(\alpha B_0)^3} \left[\frac{p_{\text{эф}}^*}{60 c k_a \left(1 - \frac{2}{3} \alpha\right) v_m} \right]^{3/2}. \quad (12)$$

Заметим, что хотя $\delta_{\text{эф}}$ уменьшается с ростом p и соответственно частоты тока, эта зависимость слабее, чем прямое влияние множителя p в выражениях (7), (10), (11). Поэтому показатели ЭДГ улучшаются с уменьшением числа полюсов $2p$. Это естественно с физической точки зрения, так как при фиксированном D и $\delta_{\text{ф}} \approx \text{const}$ сжатие исходного поля согласно (2) будет тем сильнее, чем больше ширина полюса $b_p = \alpha t = \alpha \pi D / (2p)$, т. е. чем меньше $2p$.

Приближенная математическая модель ЭДГ. Полученные выше формулы дают лишь предварительные оценки показателей ЭДГ. Для более полного анализа ЭДГ необходимо учитывать реальные индуктивные и активные сопротивления обмоток и цепей. Рассмотрим вначале общую электрическую схему ЭДГ (рис. 3), состоящую из N независимых элементов с эквивалентной индуктивностью L и активным сопротивлением r каждый. Они включены на нагрузку с активным сопротивлением R_H и индуктивностью L_H либо последовательно (ключи $K4$ замкнуты, ключи $K3$ и $K5$ разомкнуты), либо параллельно (ключи $K3$ и $K5$ замкнуты, ключи $K4$ разомкнуты). Индуктивность L периодически изменяется от L_{min} до L_{max} . Ключ $K1$ подключает ЭДГ к ИВ, благодаря чему в момент, когда $L \approx L_{\text{max}}$, в катушки вводится начальный ток i_0 . Затем $K1$ размыкается, а $K2$ замыкается, подключая ЭДГ к внешней цепи. Ток в катушках, усиленный за счет индуцированного напряжения $(-i \frac{dL}{dt})$, течет через нагрузку и постепенно затухает, после чего рабочий цикл повторяется. Генератор в каждом цикле создает последовательность затухающих токовых импульсов.

Уравнение напряжений для ЭДГ в рабочем режиме имеет вид

$$ri + \frac{d}{dt} (Li) + N^{\pm 1} \left(R_H i + L_H \frac{di}{dt} \right) = 0, \quad (13)$$

где показатель степени $(+1)$ для N соответствует параллельному включению элементов (когда требуются повышенные токи), а (-1) — последо-

вательному включению (когда требуются большие напряжения). Начальное условие $i|_{t=0} = i_0$.

Рассматриваемая модель описывает процессы в ЭДГ первого и третьего типов. Параметр N равен числу взаимодействующих пар обмоток OC и OP (числу пар полюсов) в ЭДГ первого типа или числу экранируемых катушек статора в ЭДГ третьего типа. Под L и r понимаются эквивалентная индуктивность и активное сопротивление одной пары взаимодействующих катушек в ЭДГ первого типа, либо одной катушки в ЭДГ третьего типа.

Пусть L меняется во времени от L_{min} до L_{max} по гармоническому закону

$$L = 0.5(L_{\text{max}} + L_{\text{min}}) + 0.5(L_{\text{max}} - L_{\text{min}}) \sin(\omega t + \varphi_L) = 0.5L_{\text{max}}[(1+k_L) + (1-k_L) \sin(\omega t + \varphi_L)], \quad (14)$$

где $k_L = L_{\text{min}}/L_{\text{max}}$.

При более строгом анализе необходимо учесть другие гармоники индуктивности. Например, для ЭДГ с пассивным направленным экранированием заметной является вторая гармоника. Действительно, если имеются взаимно вращающиеся ОЯ и короткозамкнутая экранирующая обмотка (Э), то для потокосцепления обмоток имеем

$$\Psi_a = L_a i_a + M_{a3} i_3, \quad \Psi_3 = L_3 i_3 + M_{a3} i_a,$$

где L_a, L_3 — индуктивности обмоток; M_{a3} — их взаимная индуктивность.

Положим для простоты $\Psi_3 = 0$. Тогда эквивалентная индуктивность ОЯ $L'_a = \Psi_a/i_a = L_a - M_{a3}^2/L_3$. Поскольку обычно $M_{a3} \sim \cos(\omega t + \varphi_3)$ и $\cos^2 \omega t = 0.5(1 + \cos 2\omega t)$, в зависимости $L'_a(t)$ будет присутствовать вторая гармоника. Начальная фаза φ_3 для M_{a3} зависит от начального угла между осями обмоток, поэтому, выбирая ориентацию экрана (φ_3) нужным образом, можно влиять на функцию $L'_a(t)$ так, чтобы импульс тока $i(\omega t)$ имел требуемую форму. На этом и основана идея пассивного направленного экранирования в ЭДГ. Роль второй гармоники индуктивности может быть существенной и в явнополюсных машинах благодаря несимметрии магнитной цепи по продольной и поперечной осям [15]. Однако согласно (14) главную роль для всех типов ЭДГ обычно играет первая гармоника $L(t)$, которая и используется в дальнейшем анализе.

Заметим, что вместо эквивалентной индуктивности L можно пользоваться суммой $L_k + M$, где L_k — собственная индуктивность катушек, принимаемая постоянной; M — взаимная индуктивность, зависящая от времени: $M(t) = M_m \cos \omega t$ [12]. Как следует из (14), оба подхода отличаются лишь формальными обозначениями.

Введение в (14) L_{max} (а не среднего значения L , как в ряде других работ) рационально, так как L_{max} обычно легко рассчитывается по известным формулам для незакранированных контуров.

Входящая в (14) фаза φ_L определяет на-

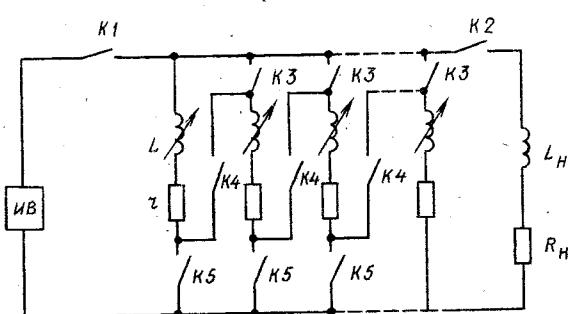


Рис. 3

чальное значение $L(0)$ и зависит от момента включения K_1 .

С учетом (14) соотношение (13) приводится к уравнению с разделяющимися переменными:

$$\frac{d\tilde{t}}{\tilde{t}} = - \frac{(1-k_L) \cos(\tilde{t} + \varphi_L) + 2(\tilde{r} + N^{\pm 1}\tilde{R}_h)}{(1+k_L) + (1-k_L) \sin(\tilde{t} + \varphi_L) + 2N^{\pm 1}\tilde{L}_h} d\tilde{t}, \quad (15)$$

где $\tilde{t} = i/i_0$, $\tilde{t} = \omega t$, $\tilde{r} = r/(\omega L_{\max})$ (величина, обратная добротности цепи в режиме к. з.).

Аналитическое решение (15) имеет вид

$$\begin{aligned} \tilde{t} = & \frac{1+k_L+2\tilde{L}_hN^{\pm 1}+(1-k_L)\sin\varphi_L}{1+k_L+2\tilde{L}_hN^{\pm 1}+(1-k_L)\sin(\tilde{t}+\varphi_L)} \times \\ & \times \exp \left\{ -\frac{4(\tilde{r}+\tilde{R}_hN^{\pm 1})}{\sqrt{(1+k_L+2\tilde{L}_hN^{\pm 1})^2-(1-k_L)^2}} \times \right. \\ & \times \left[\operatorname{arctg} \frac{(1+k_L+2\tilde{L}_hN^{\pm 1}) \operatorname{tg} \frac{\tilde{t}+\varphi_L}{2} + (1-k_L)}{\sqrt{(1+k_L+2\tilde{L}_hN^{\pm 1})^2-(1-k_L)^2}} + v\pi - \right. \\ & \left. \left. - \operatorname{arctg} \frac{(1+k_L+2\tilde{L}_hN^{\pm 1}) \operatorname{tg} \frac{\varphi_L}{2} + (1-k_L)}{\sqrt{(1+k_L+2\tilde{L}_hN^{\pm 1})^2-(1-k_L)^2}} \right] \right\}. \quad (16) \end{aligned}$$

Аналогичное выражение для N^{-1} получено в [10].

При чисто активной нагрузке $\tilde{L}_h = 0$.

В записанных решениях $v=0$ при $0 \leq \tilde{t} < (\pi - \varphi_L)$ и $v=1, 2, 3, \dots$ для последующих интервалов времени $(2v-1)\pi - \varphi_L \leq \tilde{t} < (2v+1)\pi - \varphi_L$, т. е. значение постоянной v должно согласовываться с текущим временем \tilde{t} .

Заметим, что при интегрировании (15) с использованием табличных значений интегралов типа $\xi = \int [(a+b \cos t)/(c+d \sin t)] dt$ во многих справочниках (см., например, [11]) фигурируют выражения типа $\operatorname{arctg} \theta$, где θ — соответствующая дробь аргумента функции арктангенса в (16). При этом член $v\pi$ отсутствует, и получаемые формулы не дают правильной затухающей во времени зависимости $\tilde{t}(\tilde{t})$ для $\tilde{t} > \pi - \varphi_L$. Такая зависимость, например в [12], строится с помощью приближенной аппроксимации, заменяющей точное решение.

Правильные значения интегралов типа ξ следует раскрывать через общие функции вида $\operatorname{Arctg} \theta$, что и позволяет ввести в решение член $v\pi$, определяющий затухание \tilde{t} . Таким образом удаётся построить полную зависимость $\tilde{t}(\tilde{t})$, соответствующую физике протекающих процессов. Правильность полученного аналитического решения (16) проверена численным интегрированием (15) для достаточно малых конечных приращений $\Delta \tilde{t}$ [для типичных значений \tilde{r} , \tilde{R}_h , \tilde{L}_h при $\Delta \tilde{t} = 0,001$ расхождение результатов по (16) и численных расчетов не превышает 1 %].

Использование аналитических решений типа (16) дает существенно более широкие возможности анализа различных вариантов ЭДГ, выявляя общие физические закономерности и мно-

гократно сокращая время расчетов по сравнению с численными методами. На основании формулы (16) можно сделать некоторые общие выводы.

Во-первых, для того чтобы кривая $\tilde{t}(\tilde{t})$ имела требуемый осциллирующий характер, необходимо наличие экстремумов в ней, т. е. точек с $d\tilde{t}/d\tilde{t} = 0$. Приравнивая нулю числитель дроби в правой части (15), получаем

$$\cos \tilde{t} = - \frac{\tilde{r} + \tilde{R}_h N^{\pm 1}}{0.5(1-k_L)}, \quad (17)$$

откуда вытекает условие колебательного процесса:

$$\frac{\tilde{r} + \tilde{R}_h N^{\pm 1}}{0.5(1-k_L)} < 1, \quad \tilde{R}_h < \frac{0.5(1-k_L) - \tilde{r}}{N^{\pm 1}}. \quad (18)$$

При невыполнении (18) (т. е. при больших \tilde{R}_h) начальный ток $\tilde{t}(0) = 1$ будет сразу затухать без какого-либо усиления.

Во-вторых, очевидно, что наибольшее усиление тока происходит в том случае, если в начальный момент $\tilde{t} = 0$ ток $\tilde{t}(0) = 1$ соответствует первому минимуму кривой $\tilde{t}(\tilde{t})$. Из (15) следует, что $(d\tilde{t}/d\tilde{t})|_{\tilde{t}=0} = 0$ реализуется при

$$\varphi_{L,\text{опт}} = \arccos \left[- \frac{\tilde{r} + \tilde{R}_h N^{\pm 1}}{0.5(1-k_L)} \right]. \quad (19)$$

Так как обычно $\tilde{r} \ll 1$, $\tilde{R}_h \ll 1$, то $\varphi_{L,\text{опт}} \approx \pi/2$, т. е. ввод тока в ЭДГ первого и третьего типов должен завершаться в момент достижения максимальной индуктивности. Однако при повышенных значениях \tilde{r} и \tilde{R}_h значения $\varphi_{L,\text{опт}}$ увеличиваются (т. е. сжатие поля должно начаться после достижения L_{\max} , чтобы диссипативные процессы не «погасили» полностью всплески тока).

В-третьих, времена \tilde{t}_s достижения экстремумов $\tilde{t}(\tilde{t})$ также в общем случае зависят от \tilde{r} и \tilde{R}_h . Можно показать, что

$$\tilde{t}_s = \pm \left[\pi - \arccos \frac{\tilde{r} + \tilde{R}_h N^{\pm 1}}{0.5(1-k_L)} \right] - \varphi_L + 2\pi k, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (20)$$

При малых \tilde{r} , \tilde{R}_h , k_L и $\varphi_L = \pi/2$ имеем $\tilde{t}_s = 0, \pi, 2\pi, \dots$

С ростом активных сопротивлений и соответствующим снижением эквивалентной постоянной времени цепей ЭДГ его эффективность существенно снижается (даже при согласованном выборе φ_L), что естественно, поскольку ЭДГ в определенной мере аналогичен индуктивному накопителю.

Важным параметром ЭДГ первого и третьего типов является коэффициент усиления энергии, равный отношению энергий, выделившейся в активной нагрузке, к первоначально введенной в ЭДГ энергии возбуждения $W_0 = NL_{\max} i_0^2/2$:

$$k_s = 2\tilde{R}_h N^{\pm 1} \int_0^{\tilde{t}_s} \tilde{t}^2 d\tilde{t}. \quad (21)$$

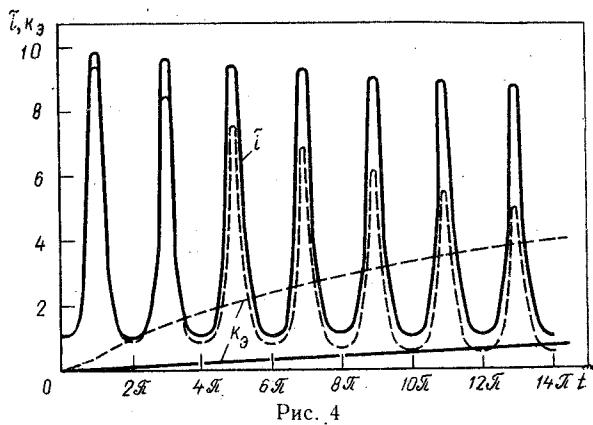


Рис. 4

Электрический к. п. д. генератора

$$\eta = \frac{q \int_0^t \tilde{i}^2 R_h dt}{\int_0^t \tilde{i}^2 R_h dt + N \int_0^t \tilde{i}^2 r dt + \Delta W_s + \Delta W_{\text{доб}}}, \quad (22)$$

где $q = N^2$ для параллельного и $q = 1$ для последовательного соединения катушек; ΔW_s — потери энергии в экранирующих элементах; $\Delta W_{\text{доб}}$ — добавочные потери (в токоподводах, коммутаторах и т. п.).

Характер кривых $\tilde{i}(\tilde{t})$ и $k_3(\tilde{t})$ иллюстрируется рис. 4. Сплошные кривые $\tilde{i}(\tilde{t})$ построены для $\tilde{L}_h = 0$; $N = 4$ (последовательное включение); $k_L = 0,1$; $\tilde{r} = 0,5 \cdot 10^{-3}$; $\tilde{R}_h = 4\tilde{r}$; $\varphi_L = \pi/2$. Там же на рис. 4 пунктиром показана кривая $\tilde{i}(\tilde{t})$ для $\tilde{R}_h = 40\tilde{r}$. Видно, что ток в нагрузке является пульсирующим и имеет одно направление. В первый момент возникает усиление тока $\tilde{i} \approx k_L^{-1}$, затем всплески \tilde{i} постепенно угасают тем быстрее, чем больше \tilde{R}_h . Коэффициент k_3 возрастает во времени. По мере увеличения отношения \tilde{R}_h/\tilde{r} наибольшее значение k_3 достигается за более короткое время.

В случае $\tilde{r} = \tilde{R}_h = \tilde{L}_h = 0$ (бездиссипативный режим к. з.) зависимость тока $\tilde{i}(\tilde{t})$ описывается периодической незатухающей кривой между линиями $\tilde{i}_{\min} = 1$ и $\tilde{i}_{\max} \approx k_L^{-1}$. При этом механическая энергия, затрачиваемая на сжатие магнитного поля при уменьшении индуктивности, возвращается ротору ЭДГ при увеличении индуктивности, когда разжимающееся поле стремится ускорить ротор.

При чисто активной нагрузке ($L_h = 0$), как следует из (16), характер изменения тока в ЭДГ определяется диссипативным параметром $R_* = \tilde{r} + \tilde{R}_h N^{\pm 1}$. На рис. 5 построены для различных k_L зависимости логарифма интеграла

$\lg \left(\int_0^\infty \tilde{i}^2 d\tilde{t} \right)$ от $\lg R_*$. С их помощью для любых заданных \tilde{r} , \tilde{R}_h и N можно найти значение $\int_0^\infty \tilde{i}^2 d\tilde{t}$ и,

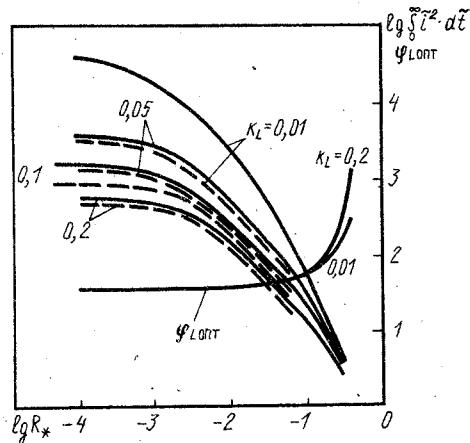


Рис. 5

умножив его на $2\tilde{R}_h N^{\pm 1}$, определить k_3 , согласно (21). На рис. 5 показаны также зависимости $\varphi_{L\text{опт}}$ от $\lg R_*$ при $k_L = 0,01$ и $k_L = 0,2$, заметно отличающиеся от $\pi/2$ лишь при больших значениях $(\tilde{r} + \tilde{R}_h N^{\pm 1}) > 0,5$.

Усиление электромагнитной энергии в ЭДГ тем больше, чем меньше k_L , что естественно с физической точки зрения.

При наличии индуктивности в цепи нагрузки значения $\lg \left(\int_0^\infty \tilde{i}^2 d\tilde{t} \right)$ при фиксированных \tilde{r} , \tilde{R}_h и N снижаются. Пунктирные кривые на рис. 5 соответствуют $\tilde{L}_h N^{\pm 1} = 0,05$ при тех же k_L .

Для ряда случаев представляет интерес значение первого максимума тока $\tilde{i}_{\max 1}$, генерируемого ЭДГ. На рис. 6 показаны зависимости $\tilde{i}_{\max 1}$ от $\lg R_*$ для различных k_L при $\tilde{L}_h = 0$ (сплошные линии) и $\tilde{L}_h N^{\pm 1} = 0,05$ (пунктирные линии). Кривые начинаются не из начала координат графика, так как при больших R_* не реализуется нормальный колебательный процесс в ЭДГ.

Можно найти оптимальное значение $\tilde{R}_{h\text{опт}}$, при котором мощность $\tilde{P}_{h1} = \tilde{R}_{h\text{max}}^2$ достигает максимума. Такой режим при $\tilde{L}_h = 0$ и $\varphi_L = \pi/2$ реализуется, если

$$N^{\pm 1} \tilde{R}_{h\text{опт}} = \frac{\sqrt{k_L}}{2\pi}. \quad (23)$$

Практический интерес может представить работа ЭДГ на чисто индуктивную нагрузку L_h (при $R_h = 0$). Если для простоты анализа пренебречь внутренними сопротивлениями статорных и роторных цепей, то потокосцепление статорных катушек должно оставаться неизменным, поэтому $i_0 L_{\max} = i_{\max} (L_{\min} + L_h)$, чему соответствует усиление тока

$$\tilde{i}_{\max} = \frac{i_{\max}}{i_0} = \frac{L_{\max}}{L_{\min} + L_h}. \quad (24)$$

Кратность усиления энергии за один цикл в этом случае

$$\frac{W_{\max}}{W_0} = \frac{0,5 i_{\max}^2 (L_{\min} + L_h)}{0,5 i_0^2 L_{\max}} = \frac{L_{\max}}{L_{\min} + L_h}. \quad (25)$$

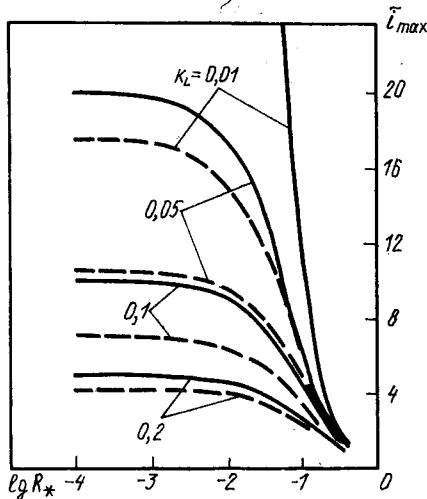


Рис. 6

Для режима к. з. генератора с пренебрежимо малым активным сопротивлением имеем

$$\frac{W_{\max}}{W_0} = \frac{L_{\max}}{L_{\min}} = \frac{i_{\max}}{i_0} = \frac{1}{k_L}.$$

При произвольном соотношении L_n и R_n необходимо использовать (16).

Развитый подход позволяет построить приближенную математическую модель ЭДГ второго типа (рис. 1, б), когда в генераторе постоянно присутствует вращающееся магнитное поле индуктора, создающее первичное потокосцепление Ψ_0 в ОЯ, а начальный ток очевидно равен нулю. Если полное потокосцепление якорной цепи представить как $\Psi = \Psi_0 + Li + L_n i$, то из уравнения (1) при $\Psi_0 = \Psi_m \cos(\omega t + \varphi_\Psi)$ получим

$$-\Psi_m \omega \sin(\omega t + \varphi_\Psi) + L \frac{di}{dt} + L_n \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} + i(r + R_n) = 0. \quad (26)$$

Здесь L и r — полные индуктивность и активное сопротивление ОЯ; φ_Ψ — начальная фаза Ψ_0 , определяемая моментом включения ОЯ. Очевидно, что для наиболее эффективной работы генератора необходимо иметь $\varphi_\Psi = 0$, т. е. ОЯ должна замыкаться при максимальном $\Psi = \Psi_m$ (аналогично синхронным генераторам при максимальных токах к. з.). Как и в предыдущем случае, первая гармоника L может быть представлена формулой (14), причем для ЭДГ с направленным пассивным экранированием индуктивность ОЯ может изменяться со сдвигом по фазе φ_L благодаря соответствующей ориентации оси экрана в начальный момент времени. Раскрывая (26) и переходя к безразмерным переменным, получаем уравнение

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{i}}{d\tilde{t}} = & -\tilde{i} \frac{(1-k_L) \cos(\tilde{t} + \varphi_L) + 2(\tilde{r} + \tilde{R}_n)}{(1+k_L) + (1-k_L) \sin(\tilde{t} + \varphi_L) + 2\tilde{L}_n} + \\ & + \frac{2 \sin(\tilde{t} + \varphi_\Psi)}{(1+k_L) + (1-k_L) \sin(\tilde{t} + \varphi_L) + 2\tilde{L}_n}, \end{aligned} \quad (27)$$

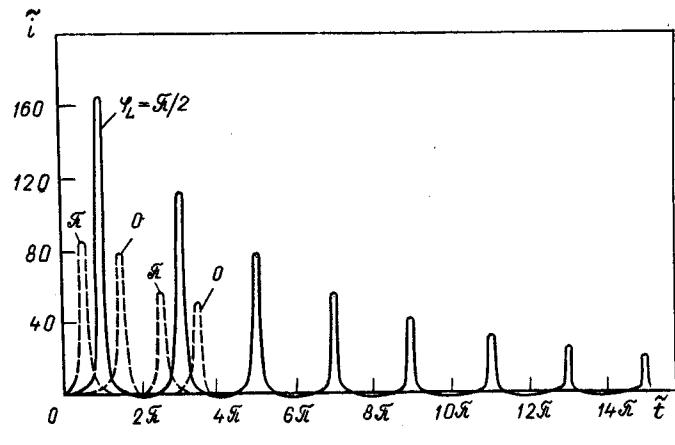


Рис. 7

где $\tilde{i} = iL_m/\Psi_m$, остальные обозначения аналогичны примененным в уравнении (15).

Уравнение (27) отличается от (15) дополнительным членом в правой части, который учитывает первичное потокосцепление, создаваемое индуктором. Параметр N принят равным единице, поскольку характер соединения отдельных секций ОЯ и их число учитываются интегрально параметрами L и r , относящимися к машине в целом. Начальное условие в данном случае: $i|_{\tilde{t}=0}=0$.

Уравнение (27) — линейное, и его решение может быть записано в квадратурах. Однако вычисление входящих в него интегралов весьма затруднительно, поэтому рациональнее решать (27) непосредственно разностными методами на ЦВМ.

На рис. 7 приведена кривая $\tilde{i}(\tilde{t})$ (сплошная линия), рассчитанная по (27) для $\tilde{r} + \tilde{R}_n = 0,005$; $\tilde{L}_n = 0$; $\varphi_\Psi = 0$; $\varphi_L = \pi/2$, $k_L = 0,01$.

Кратность усиления тока на первом периоде достигает 165. Предельная кратность увеличения тока в ЭДГ второго типа может быть оценена для случая $\tilde{r} = \tilde{R}_n = \tilde{L}_n = 0$, $\varphi_\Psi = 0$, $\varphi_L = \pi/2$, когда $\Psi = \Psi_m = \text{const}$. Из физических соображений имеем с учетом (14)

$$\Psi_m = \Psi_m \cos \tilde{t} + 0,5iL_{\max} [(1+k_L) + (1-k_L) \cos \tilde{t}],$$

откуда следует, что при $\tilde{t} = \pi$ ток $\tilde{i} = \tilde{i}_{\max} = i_{\max}L_{\max}/\Psi_m = 2/k_L$. Отличие \tilde{i}_{\max} в бездиссипативных цепях для ЭДГ первого и второго типов определяется разным базисным значением тока, причем в первом случае параметр L_m относится к двум взаимодействующим катушкам, а во втором — к одной катушке ОЯ.

Оценку \tilde{i}_{\max} можно получить также из известной формулы для ударного тока двухфазного к. з. синхронного генератора $I_{\text{уд}} = 2\sqrt{3}E_m/X_{\text{уд}}$ [5]. Поскольку максимальная э. д. с. $E_m = \omega \Psi_m$ и $X_{\text{уд}} \approx 2X_d' \approx 2\omega L_{\min}$, то $\tilde{i}_{\max} = I_{\text{уд}}L_{\max}/\Psi_m = \sqrt{3}/k_L$, что на уровне оценок практически совпадает с $2/k_L$.

Если с помощью экранов обеспечить $\varphi_L = 0$ или $\varphi_L = \pi$, то кривые $i(\tilde{t})$ смещаются, как показано пунктирными линиями на рис. 7.

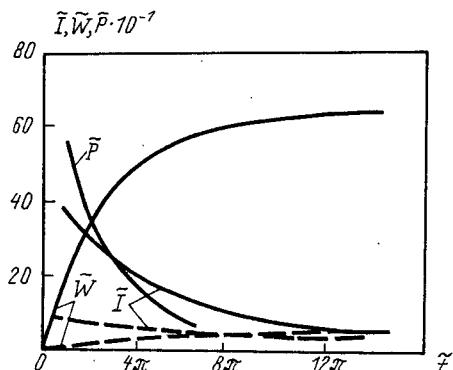


Рис. 8

На рис. 8 показан характер изменения во времени относительного значения энергии $\tilde{W} = \tilde{R}_h \int \tilde{I}^2 d\tilde{t}$, выделяемой в нагрузке за время \tilde{t} , текущего действующего значения относительного тока за период 2π , т. е. $\tilde{I}(\tilde{t}) =$

$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\tilde{t}-\pi}^{\tilde{t}+\pi} \tilde{I}^2 d\tilde{t}},$$

а также активной мощности

$\tilde{P}(\tilde{t}) = \tilde{R}_h \tilde{I}^2$. Кривые построены для случая $\tilde{r} + \tilde{R}_h = 0,005$; $\tilde{L}_h = 0$; $\tilde{R}_h = 0,004$; $\varphi_\Psi = 0$; $\varphi_L = \pi/2$, $k_L = 0,01$ (сплошные линии) и $k_L = 0,1$ (пунктирные линии). Они хорошо согласуются с физическими представлениями.

Развитая модель может быть использована для приближенного анализа процессов при к. з. однофазного синхронного генератора. В отличие от традиционных методов анализа таких режимов, предполагающих трудоемкое нахождение сверхпереходных и переходных параметров для прямого и обратного вращающихся полей, предлагаемый подход обладает хорошей физической наглядностью и позволяет эффективно оценивать динамику машины.

Разработки ЭДГ. За рубежом ведущую роль в разработках ЭДГ (компультаторов) играет Центр электромеханики Техасского университета в США. В начале 80-х годов там были созданы и испытаны макеты ЭДГ с активным экранированием. Основной образец такого ЭДГ с диаметром ротора 0,2 м и полной массой 450 кг (основная часть — стальные сердечники) при работе на активную нагрузку обеспечивал отношение $L_{\max}/L_{\min} = 46$ и $\tilde{t}_{\max} = 8$ при $2p = 4$ [13].

Затем был создан ЭДГ с пассивным экранированием для питания электродинамических ускорителей масс. Генератор имел экран из алюминиевого сплава на роторе, несущем обмотку возбуждения. При $n = 3000$ об/мин машина генерировала токи до 560 кА с напряжениями 1200 В, обеспечивая разгон тел массой порядка 0,1 кг до скоростей около 2 км/с. Генератор допускал частотный режим работы (до 60 Гц) [13]. В [14] описана технология изготовления подобного ЭДГ. Реализованная машина имела диаметр 0,6 м, длину 1,52 м, массу 11 т. Число

полюсов $2p = 6$. Ротор рассчитывался на частоту вращения до 4700 об/мин и накапливал механическую энергию 38 МДж.

В [6] рассматриваются три расчетных варианта ЭДГ с пассивным экранированием для маломасштабных ускорителей масс. Первый вариант — ЭДГ со стальными сердечниками и обмоткой возбуждения на роторе предназначен для получения тока 180 кА при ширине импульса 1,18 мс и энергии в нагрузке 50 кДж. Напряжение холостого хода 570 В. Генератор имел параметры: $D = 0,18$ м; $l = 0,36$ м; $k_D = 1,5$; $B_0 = 1,1$ Тл; $2p = 2$; $n = 25000$ об/мин. Удельная энергия составляла 2,3 кДж/кг. Второй вариант — ЭДГ без стального сердечника с обмоткой возбуждения на внутреннем статоре, охлаждаемой жидким азотом, и обмоткой якоря на внешнем роторе. Генератор должен обеспечить энергию 42 кДж в импульсе 1,15 мс и имеет параметры: $D = 0,2$ м; $l = 0,35$ м; $k_D = 1,75$; $2p = 2$; $n = 25000$ об/мин. Его удельная энергия 4,8 кДж/кг. Третий вариант — ЭДГ без стальных сердечников на энергию 610 кДж в импульсе ($D = 0,32$ м; $l = 0,68$ м; $2p = 4$; $B_0 = 1,45$ Тл).

Проект перспективного ЭДГ описан в [2]. Генератор имеет пассивное направленное экранирование и предназначен для питания рельсotronа, который должен обеспечить ускорение тел массой 1—3 кг до скоростей соответственно $4 \div 2,5$ км/с. Пиковая мощность генератора 27 ГВт, средняя мощность 6 ГВт. Энергия, отбираемая от ротора при единичном цикле, составляет 30 МДж при длительности 5 мс, начальная индукция 2,8 Тл, частота вращения 10^4 об/мин, диаметр ротора $D = 1,1$ м, активная длина $l = 1,3$ м, окружная скорость ротора 580 м/с (ротор помещен в вакуумированный кожух), число полюсов $2p = 2$. Генератор не имеет стальных сердечников и работает при параллельном возбуждении через тиристорный выпрямитель. Самовозбуждение инициируется разрядом конденсатора на обмотку возбуждения, которая размещена на статоре в специальном кожухе и выполнена из алюминия, охлаждаемого жидким азотом.

Обмотка якоря на роторе также алюминиевая и может работать без охлаждения (при ограниченном числе пусков) или охлаждаться газообразным гелием (при многократном включении). Ротор охвачен высокопрочным бандажом из графитового волокна, и его основная несущая часть изготовлена из непроводящих материалов на основе эпоксидных композитов с целью ликвидации вихревых токов. Ротор может запасать механическую энергию до 200 МДж. Генератор имеет экранирующую короткозамкнутую обмотку на статоре, примыкающую через малый зазор к якорю и ориентированную под углом 57° к оси обмотки возбуждения (для уплощения кривой $i(t)$).

Машина имеет два комплекта щеточных контактов: один для предварительной запитки обмотки возбуждения и выхода на режим холостого хода и второй (основной) для замыкания якорной обмотки на нагрузку. Расчетная масса

генератора 12,5 т, удельная энергия $2 \div 2,4$ Дж/г, удельная масса (для пиковой мощности) $m \approx 4,4 \cdot 10^{-4}$ кг/кВт.

Приближенная оценка выходной энергии генератора (на один пик тока) по (4) дает хорошее совпадение с расчетной энергией 30 МДж, если принять $k_b = 0,25$; $\alpha = 0,8$; $\gamma_{cp} \approx 5,5 \cdot 10^3$ кг/м³; $k_{\phi}^* = 0,02$.

Оценка удельной массы для пиковой мощности по (10) также соответствует расчетным данным (при характерных значениях $k_D \approx 1,5$; $k_L \approx 1,3$).

Разработки ЭДГ в нашей стране проводятся в НИИ электрофизической аппаратуры им. Д. В. Ефремова, Томском политехническом институте, Институте электродинамики АН УССР, Московском авиационном институте и других организациях.

В [4] приводится описание экспериментальной модели ЭДГ с активным экранированием. Генератор с энергией импульса $W_h = 10$ кДж и частотой импульсов до 100 Гц имеет параметры: $D = 0,28$ м; $l = 0,425$ м; $\delta \approx 3 \cdot 10^{-3}$ м; $n = 3000$ об/мин; $2p = 4$; $i_{max} = 110$ при к. з. и $i_{max} = 70$ при работе на нагрузку ($R_h \approx 0,1$ Ом). В генераторе используются стальные сердечники, что позволяет получить большие отношения $L_{max}/L_{min} \approx 150$ ($k_L \approx 0,7 \cdot 10^{-2}$). Масса генератора 400 кг.

Представляют значительный интерес разработки генераторов ударной мощности на основе синхронных генераторов с развитыми демпферными клетками (экранами), предназначенных для работы в режимах циклического к. з. [5]. Как отмечалось, такие машины могут быть отнесены к ЭДГ с пассивным экранированием.

В [5, 15] развита теория ударных генераторов, а в [5] приведены данные некоторых машин этого типа, реализованных в СССР и в других странах.

Рассмотренные выше ЭДГ имеют развитые щеточные контакты для электрической связи обмоток на роторе (возбуждения или якорных) с внешними цепями. Это снижает надежность генераторов и ограничивает область их использования.

Бесконтактные генераторы могут быть реализованы на основе ЭДГ 3-го типа (рис. 1, в). Простейшие схемы таких ЭДГ содержат комплексы неподвижных катушек, экранируемых вращающимися высокопроводящими сплошными лопастями ротора [8, 9]. Однако потери на вихревые токи в лопастях получаются большими из-за поверхностного эффекта. Можно улучшить показатели ЭДГ, если выполнить экранирующие элементы в виде короткозамкнутых катушек (из тонкого транспонированного провода), подобных статорным катушкам [10]. Для повышения индуктивной связи статорных и роторных катушек они выполняются «многослойными» с взаимно чередующимися секциями вдоль оси, как показано на рис. 1, в. В такой конструкции имеются наборы как бы вставленных друг в друга

неподвижных и вращающихся соленоидов, образованных плоскими катушечными секциями статора и ротора. Каждый соленоид имеет средний диаметр d , высоту h , длину l (рис. 1, в). Постоянная времени соленоида [16]

$$\tau \approx \mu_0 \hbar^* k_{\phi} k_3 d^2 / (4\pi^2 \rho), \quad (28)$$

где $\hbar^* = h/d$, $\bar{l}^* = l/d$, k_{ϕ} — коэффициент формы, зависящий от \hbar^* и \bar{l}^* , k_3 — коэффициент заполнения соленоида активным проводом, учитывающий, в частности, наличие зазоров, в которых размещаются экранирующие элементы ротора; ρ — удельное сопротивление провода.

Если τ много больше времени поворота ротора на один пространственный период, то значение L_{min} определяется лишь небольшими различиями размеров соленоидов статора и ротора и их осевым сдвигом. По оценкам в такой конструкции можно получить $k_L = 0,1$ и менее, что обеспечивает существенное усиление первичной энергии на создание начального тока i_0 . Так, например, в ЭДГ с медными соленоидами, имеющими при $d = 0,15$ м, $h = 0,03$ м, $l = 0,3$ м, $k_3 = 0,3$, $k_{\phi} = 3,35$ и температуре 150 °С значения $\tau \approx 0,01$ с и $\bar{l} \approx 0,015$, в случае $N = 4$, $n = 5000$ об/мин и $R_h = 0,06$ обеспечивается $k_L = 2,5$. Для крупной установки подобного типа с $d = 0,6$ м и азотным охлаждением обмоток статора можно получить $\bar{l} \approx 0,5 \cdot 10^{-3}$ и соответственно $k_L \approx 5$.

Схема бесконтактного ЭДГ второго типа, позволяющего получать симметричные знакопеременные импульсы тока, описана в [10].

В некоторых специальных случаях возможна реализация линейных ЭДГ третьего типа, когда поле соленоида сжимается цилиндром, пролетающим через соленоид. В перспективе для сжатия магнитного поля могут использоваться сильные ударные волны [10].

Таким образом, электродинамические генераторы образуют широкий и быстро развивающийся класс электромеханических преобразователей, позволяющих решать важные практические задачи. Специфика ЭДГ велика, и их совершенствование требует нетривиальных подходов как в плане дальнейшего развития теории электромеханического преобразования энергии, так и поиска наиболее рациональных конструктивных и схемотехнических решений для этого перспективного нового класса электрических машин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дружинин А. С., Кучинский В. Г., Ларионов Б. А. Компрессионные генераторы. — В кн.: Физика и техника мощных импульсных систем. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
2. Design of a Self-excited, Air-core Comulsator for a Skid-mounted Repetitive Fire 9 MJ Railgun System / W. A. Walls, M. L. Spann, S. B. Pratap et al. — IEEE Trans. on Magnetics, 1989, vol. 25, N1.
3. Результаты анализа принципов работы некоторых импульсных электромашинных генераторов / А. С. Дружинин, В. Г. Кучинский, Б. А. Ларионов, В. А. Суслов. — В кн.: Источники питания кратковременного и импульсного действия для

- физических установок.— Л.: ВНИИэлектромашиностроения, 1985.
4. Накопители энергии / Д. А. Бут, Б. Л. Алиевский, С. Р. Мизюрин, П. В. Васюкевич.— М.: Энергоатомиздат, 1991.
 5. Сипайллов Г. А., Хорьков К. А. Генераторы ударной мощности.— М.: Энергия, 1979.
 6. Wehrlein D. J., Gully J. H. Small Caliber Mobile EML.— IEEE Trans. on Magnetics, 1986, vol. 22, N 6.
 7. Advanced Compulsators for Railguns / S. B. Pratap, K.-T. Hsieh, M. D. Driga, W. F. Weldon.— IEEE Trans. on Magnetics, 1989, vol. 25, N 1.
 8. А. с. № 664264 (СССР). Электрический генератор / А. И. Вертинов, Д. А. Бут. Опубл. в Б. И., 1978, № 21.
 9. Chowdhuri P., Linton T. W., Phillips J. A. A Rotating Flux Compressor for Energy Conversion.— Proc. 4-th IEEE Pulsed Power Conf., Albuquerque, NM, 1983.
 10. Бут Д. А. Бесконтактные электрические машины.— М.: Высшая школа, 1990.

11. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений.— М.: Наука, 1971.

12. Подольцев А. Д., Петухов И. С. Энергетические характеристики и параметры импульса компрессионного генератора при работе на омическую нагрузку.— Техническая электродинамика, 1985, № 3.

13. Compulsator Research at the University of Texas at Austin—an Overview / M. L. Spann, S. B. Pratap, M. D. Werst et al.— IEEE Trans. on Magnetics, 1989, vol. 25, N 1.

14. Werst M. D., Brinkman W. G., Spann M. L. Fabrication of a Compensated Pulsed Alternator for a Rapid Fire Railgun System.— IEEE Trans. on Magnetics, 1986, vol. 22, N 6.

15. Глебов И. А., Кашарский Э. Г., Рутберг Ф. Г. Синхронные генераторы в электрофизических установках.— Л.: Наука, 1977.

16. Бут Д. А. Индуктивные накопители энергии.— Электротехническое, 1987, № 10.

17. Сипайллов Г. А., Лоос А. В., Чучалин А. И. Электромашинное генерирование импульсных мощностей в автономных режимах.— М.: Энергоатомиздат, 1990.

[17.05.91]

УДК 621.313.2:538.311

Трехмерное магнитное поле линейного индукторного двигателя постоянного тока

ТЕРЗЯН А. А., доктор техн. наук, ДЖАВАДЯН А. Д., канд. физ.-мат. наук, РЫМША В. В., канд. техн. наук, БОРОДИНА Е. И., инж.

Ереван, Одесса

В электроприводах промышленных механизмов, где возникает потребность в реализации линейных перемещений с высокой равномерностью движения и широким диапазоном регулирования скорости, предпочтительным оказывается применение линейных двигателей постоянного тока (ЛДПТ), в особенности их индукторных модификаций, сочетающих в себе привлекательные, с точки зрения потребителя, свойства, как простота конструкций, присущая линейным двигателям переменного тока, и хорошие регулировочные характеристики, имеющие место в электрических машинах постоянного тока вращательного движения [1—3].

Вместе с тем, разработка новых и совершенствование уже существующих типов индукторных ЛДПТ требует создания эффективных средств их исследования и проектирования. Вопросы разработки инженерных моделей проектирования индукторных ЛДПТ рассмотрены в [4, 5]. В [6] осуществлена постановка и решение задачи оптимального проектирования этого класса линейных электрических машин.

В связи с повышением электромагнитных нагрузок допущения, принятые в инженерных моделях, становятся все менее оправданными и приводят к заметным ошибкам при оценке параметров и характеристик высокопримененных электрических машин на стадии их проектирования. Возможность повышения степени достоверности расчетных моделей прежде всего связана с более детальным изучением электромагнитных полей в электрических машинах [7].

Особенности конструкции индукторного ЛДПТ (рис. 1), в частности, расположение в «шахматном» порядке полюсов вторичного элемента, предопределяют неплоский, пространственный характер распределения магнитного поля в его активной зоне. Исходя из этого, целью статьи является исследование пространственного магнитного поля в индукторном ЛДПТ, основанное на применении метода конечных элементов (МКЭ).

Математическая формулировка задачи расчета трехмерного магнитного поля. Стационарное магнитное поле, создаваемое токами в обмотках электрической машины, при известных допущениях описывается уравнениями Максвелла

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{\delta}, \quad (1)$$

$$\vec{H} = \vec{v} \vec{B}, \quad (2)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0, \quad (3)$$

где \vec{H} — вектор напряженности магнитного поля; $\vec{\delta} = (\delta_x, \delta_y, \delta_z)$ — вектор плотности тока; \vec{B} — вектор магнитной индукции; $\vec{v} = \mu_r^{-1}$ — величина, обратная магнитной проницаемости μ_r .

Заметим, что уравнение (2) есть следствие того, что не учитывается гистерезис.

Помимо основных допущений, сделанных при выводе уравнения (1) — (3), примем следующие: отсутствуют вихревые токи; ток в катушках обмоток распределен равномерно по всему поперечному сечению катушек.

Введем векторный магнитный потенциал $\vec{A} = (A_x, A_y, A_z)$, определяемый уравнениями

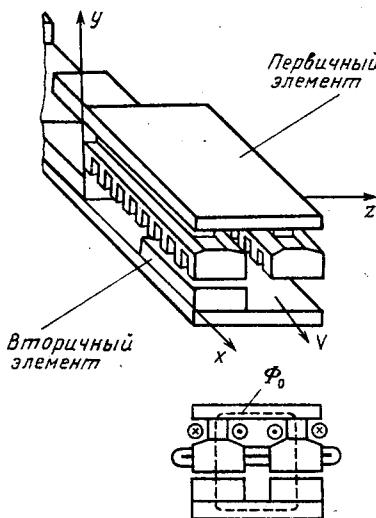


Рис. 1. Конструктивная схема индукторного ЛДПТ

$$\bar{B} = \operatorname{rot} \bar{A}, \operatorname{div} \bar{A} = 0. \quad (4)$$

Тогда задачу (1) — (3) с учетом (4) запишем в следующем виде

$$\operatorname{rot} (\mathbf{v} \operatorname{rot} \bar{A}) = \bar{\delta}, \operatorname{div} \bar{A} = 0. \quad (5)$$

Соотношения (5) описывают поле во всём пространстве R_3 .

Для приближенного (МКЭ) решения (5) необходимо разумно локализовать задачу, т. е. выбрать область Ω , в которой решаются уравнения (5), и задать краевое условие.

Исходя из предложения о том, что магнитный поток не рассеивается за пределы спинки вторичного элемента (см. рис. 1), в качестве Ω выберём содержащий ЛДПТ параллелепипед, который определяется двумя сечениями на рис. 2. При этом на границах области расчета Ω составляющие векторного магнитного потенциала принимаем равными нулю. Здесь же отметим, что рассматриваемая машина имеет $2p=8$.

Итак, наша цель — приближенное (МКЭ) решение следующей краевой задачи в области Ω :

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} (\mathbf{v} \operatorname{rot} \bar{A}) &= \bar{\delta}; \\ \operatorname{div} \bar{A} &= 0; \\ \bar{A} &|_{\partial\Omega} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Как известно [8], нелинейный энергетический функционал записывается в виде

$$F(\bar{A}) = \int_{\Omega} \left(\int_0^{\bar{B}} \bar{H} d\bar{B} \right) d\Omega - \int_{\Omega} \bar{A} \bar{\delta} d\Omega \quad (7)$$

и потенциал, доставляющий минимум функционалу в (7), является решением задачи (6). Исходя из этого приближенным решением задачи (6) назовем функцию \tilde{V} из класса \tilde{H}_h (\tilde{H}_h определим ниже), удовлетворяющую соотношению

$$F(\tilde{V}) = \min_{\tilde{W} \in \tilde{H}_h} F(\tilde{W}). \quad (8)$$

Определим теперь пространство \tilde{H}_h . Для этого разобьем область Ω на пирамиды Π_k ($k=1, h$) так, чтобы максимальная длина ребер всех пирамид была порядка h (далее несколько подробнее будет описан способ разбиения). Функцию $\tilde{W} = (\tilde{W}_x, \tilde{W}_y, \tilde{W}_z)$ назовем функцией класса \tilde{H}_h , если $\tilde{W}_x, \tilde{W}_y, \tilde{W}_z$ являются непрерывными, линейными в каждой пирамиде функциями, равными нулю в $R_3 \setminus \Omega$. Очевидно, что базисными функциями пространства являются функции $\{(\Phi_k, 0, 0), (0, \Phi_k, 0), (0, 0, \Phi_k)\}_{k=1}^N$, где N — число внутренних узлов сетки в области Ω , а Φ_k — непрерывная, линейная в каждой из пирамид функция, равная единице в k -м внутреннем узле и нулю во всех остальных.

Положим

$$\tilde{V}_\lambda \equiv \sum_{i=1}^N V_i^{(\lambda)} \Phi_i, \quad \lambda = x, y, z. \quad (9)$$

Тогда, вследствие (8) с учетом (9), имеем

$$F_i^{(\lambda)}(\tilde{V}) \equiv \frac{\partial}{\partial V_i^{(\lambda)}} F(\tilde{V}) = 0; \quad i = \overline{1, N}; \quad \lambda = x, y, z. \quad (10)$$

Поскольку $\tilde{V} \in \tilde{H}_h$, то \mathbf{v} постоянно в каждой из пирамид (\mathbf{v} зависит от $\operatorname{rot} \bar{H}$). Следовательно,

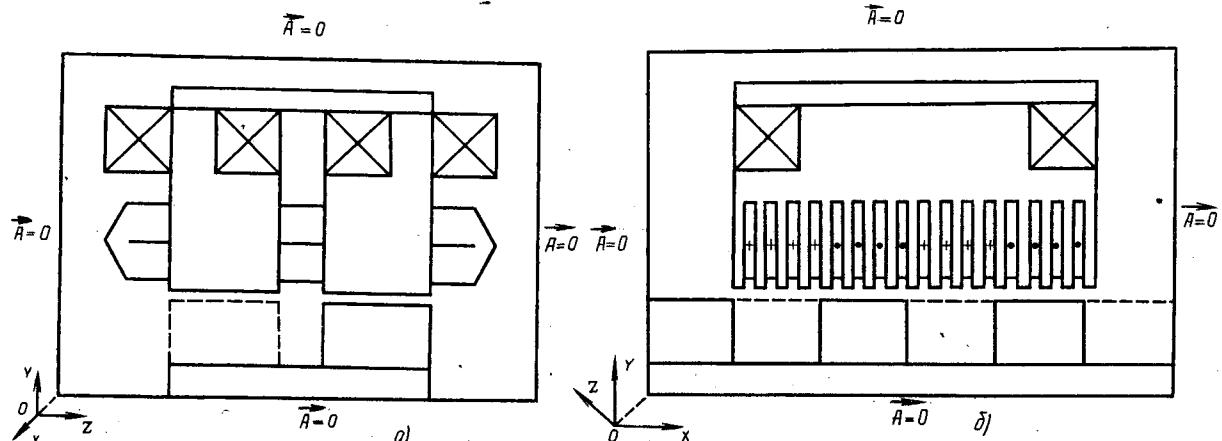


Рис. 2. Расчетная область: а — проекция 1; б — проекция 2

$$F(\tilde{V}) = \int_{\Omega} \left[\int_0^{\text{rot } \tilde{V}} v \text{rot } V d(\text{rot } V) \right] d\Omega - \int_{\Omega} \tilde{V} \delta d\Omega = \\ = \frac{1}{2} \sum_{\Pi_k \in \Omega} \int_{\Pi_k} v_k (\text{rot } \tilde{V}) d\Omega - \int_{\Omega} \tilde{V} \delta d\Omega. \quad (11)$$

Из (10) с учетом (9), (11) получаем

$$F_i^{(x)}(\tilde{V}) = \frac{1}{2} \sum_{\Pi_k \in \Omega} v_k \frac{\partial}{\partial V_i^{(x)}} \int_{\Pi_k} |\text{rot } V|^2 d\Omega - \int_{\Omega} \delta_x \Phi_i d\Omega = \\ = \sum_{\Pi_k \in \Omega} v_k \int_{\Pi_k} \left[\frac{\partial \tilde{V}_x}{\partial z} \frac{\partial \Phi_i}{\partial z} - \frac{\partial \tilde{V}_z}{\partial x} \frac{\partial \Phi_i}{\partial z} + \right. \\ \left. + \frac{\partial \tilde{V}_x}{\partial y} \frac{\partial \Phi_i}{\partial y} - \frac{\partial \tilde{V}_y}{\partial x} \frac{\partial \Phi_i}{\partial y} \right] d\Omega - \int_{\Omega} \delta_x \Phi_i d\Omega = 0.$$

Отсюда, воспользовавшись представлениями (9), окончательно получаем

$$F_i^{(x)}(\tilde{V}) = \sum_{t=1}^N V_t^{(x)} \int_{\Omega} v \left[\frac{\partial \Phi_t}{\partial y} \frac{\partial \Phi_i}{\partial y} + \frac{\partial \Phi_t}{\partial z} \frac{\partial \Phi_i}{\partial z} \right] d\Omega = \\ - \sum_{t=1}^N V_t^{(y)} \int_{\Omega} v \frac{\partial \Phi_t}{\partial x} \frac{\partial \Phi_i}{\partial y} d\Omega - \\ - \sum_{t=1}^N V_t^{(z)} \int_{\Omega} v \frac{\partial \Phi_t}{\partial x} \frac{\partial \Phi_i}{\partial z} d\Omega - \int_{\Omega} \delta_x \Phi_i d\Omega = 0. \quad (12)$$

Аналогично (12) нетрудно получить:

$$\left. \begin{aligned} F_i^{(y)}(\tilde{V}) = - \sum_{t=1}^N V_t^{(x)} \int_{\Omega} v \frac{\partial \Phi_t}{\partial y} \frac{\partial \Phi_i}{\partial x} d\Omega + \\ + \sum_{t=1}^N V_t^{(y)} \int_{\Omega} v \left[\frac{\partial \Phi_t}{\partial x} \frac{\partial \Phi_i}{\partial x} + \frac{\partial \Phi_t}{\partial z} \frac{\partial \Phi_i}{\partial z} \right] d\Omega - \\ - \sum_{t=1}^N V_t^{(z)} \int_{\Omega} v \frac{\partial \Phi_t}{\partial y} \frac{\partial \Phi_i}{\partial z} d\Omega - \int_{\Omega} \delta_y \Phi_i d\Omega = 0; \\ F_i^{(z)}(\tilde{V}) = - \sum_{t=1}^N V_t^{(x)} \int_{\Omega} v \frac{\partial \Phi_t}{\partial z} \frac{\partial \Phi_i}{\partial x} d\Omega - \\ - \sum_{t=1}^N V_t^{(y)} \int_{\Omega} v \frac{\partial \Phi_t}{\partial z} \frac{\partial \Phi_i}{\partial y} d\Omega + \\ + \sum_{t=1}^N V_t^{(z)} \int_{\Omega} v \left[\frac{\partial \Phi_t}{\partial x} \frac{\partial \Phi_i}{\partial x} + \frac{\partial \Phi_t}{\partial y} \frac{\partial \Phi_i}{\partial y} \right] d\Omega - \\ - \int_{\Omega} \delta_z \Phi_i d\Omega = 0. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Итак, необходимо решить систему (12), (13) нелинейных алгебраических уравнений, где неизвестными являются приближенные значения потенциалов $V_i^{(x)}, V_i^{(y)}, V_i^{(z)}, i=1, N$. Подсчет коэффициентов системы, которые выписаны в (12), (13) в виде интегралов, осуществляется достаточно просто. Поскольку интеграл, в котором фигурируют i -я и t -я базисные функции, берется только по тем пирамидам, которые имеют i -й и t -й узлы. Расчетные же формулы для построения базисных функций и их производных можно найти, например, в [8]. Заметим, нако-

нец, что в (12), (13) суммы по t берутся лишь по тем значениям, которые являются номерами вершины пирамиды, содержащей вершину с номером i .

После решения системы нелинейных алгебраических уравнений, то есть определения $\tilde{V}_x, \tilde{V}_y, \tilde{V}_z$ — приближенных значений составляющих векторного магнитного потенциала — в каждом из расчетных углов с учетом (9), осуществляется расчет составляющих вектора магнитной индукции по следующим формулам

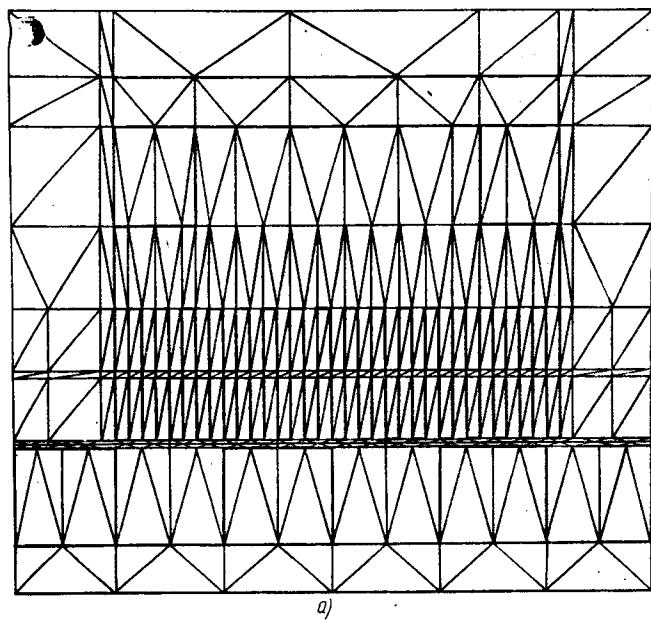
$$\tilde{B}_x = \frac{\partial \tilde{V}_z}{\partial y} - \frac{\partial \tilde{V}_y}{\partial z}; \quad \tilde{B}_y = \frac{\partial \tilde{V}_x}{\partial z} - \frac{\partial \tilde{V}_z}{\partial x}; \quad \tilde{B}_z = \frac{\partial \tilde{V}_y}{\partial x} - \frac{\partial \tilde{V}_x}{\partial y}.$$

Алгоритмы и программная реализация МКЭ. Разработанный комплекс алгоритмов решения нелинейных трехмерных полевых задач в индукторных ЛДПТ реализует следующие этапы расчета:

1. Ввод геометрических размеров исследуемой области, токов в обмотках, а также ряда ключей, используемых для организации вычислительного процесса, обработки и хранения результатов расчета на магнитных носителях ЭВМ, контроля за ходом решения и печати его результатов.

2. Автоматическая дискретизация области на конечные элементы (пирамиды). Суть реализованного подхода заключается в разбиении исследуемой области плоскостями, параллельными одной из координатных плоскостей, формировании, исходя из физических соображений, сетки треугольных элементов на первой плоскости (см. рис. 3, a) и повторении этой сетки на всех остальных плоскостях. Нумерация узлов в первой плоскости ведется последовательно по параллельным прямым, которыми плоскость разбита на плоскости (см. рис. 3, a). Для определения же номера произвольного узла с i -й плоскости достаточно найти соответствующий узел на первой плоскости и к номеру этого узла прибавить $(i-1)n$, где n — число узлов на первой плоскости. Далее соединяется каждая пара соответствующих друг другу узлов, лежащих на соседних плоскостях. После чего полученные между соседними плоскостями призмы с треугольным основанием делятся на три пирамиды так, чтобы все внутренние поверхности ЛДПТ проходили только по граням полученных пирамид. Тем самым обеспечивается моделирование сложной геометрии ЛДПТ.

К преимуществам предлагаемого подхода, по сравнению с алгоритмом [9], где расчетный объем делится на параллелепипеды, которые, в свою очередь, делятся одним и тем же образом на шесть тетраэдров, следует отнести существенное уменьшение числа расчетных узлов, возможность автоматизации процесса моделирования обмоток электрической машины, а также то, что данный алгоритм позволяет более эффективно решать задачи расчета полей с высокой степенью неоднородности путем изменения размеров элементов в различных участках области расчета. Дискре-



a)

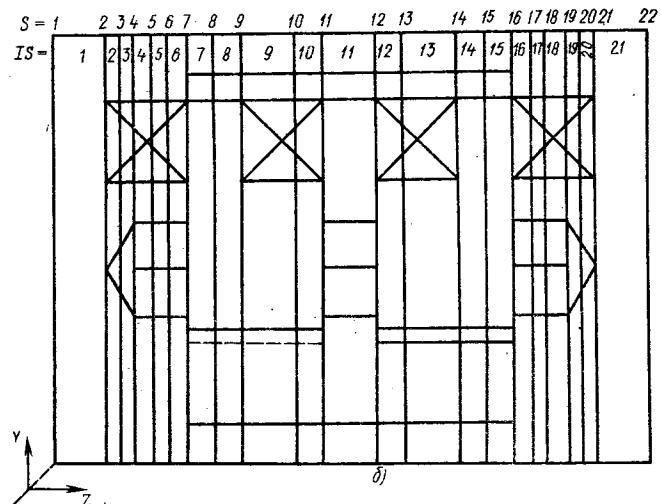


Рис. 3. Дискретизация исследуемой области: а — конечноэлементная сетка на первой плоскости; б — плоскостями

тизация исследуемой области приведена на рис. 3, а, б.

3. Моделирование лобовых частей обмотки якоря. Алгоритмы разработаны на основе оригинальной конечноэлементной модели лобовых частей якорной обмотки (рис. 4). Использование такого представления лобовой части дает возможность не только описать ее реальную геометрию, но и автоматизировать процесс расчета составляющих вектора плотности тока в лобовых частях обмотки якоря, что существенно снижает объем исходных данных для расчета магнитного поля.

Рассмотрим секцию обмотки якоря индукторного ЛДПТ, лежащую в пазах магнитопроводов первичного элемента (рис. 5). Исходя из ориентации осей x , y , z , указанной на рис. 5, в лобовых частях имеют место составляющие вектора плотности тока $\bar{\delta}_a$ только по осям x и z , т. е. δ_x и δ_z . Примем, что участки 3 и 9 — нижние стороны, а участки 4 и 10 — верхние стороны лобовых частей якорной обмотки. Участки 1, 2 и 7, 8 представляют собой прямолинейные участки лобовых частей, а участки 5 и 6 — пазовые участки секции обмотки якоря.

Вектор $\bar{\delta}_a$ в лобовых частях направлен под некоторым углом φ_z к оси z , значение которого определяется размером зубцовой зоны магнитопровода якоря. В общем случае, когда ширина паза не равна ширине зубца, т. е. $b_n \neq b_z$, угол φ_z может быть найден из следующих соотношений:

$$\varphi_z = \frac{\Phi + \varphi}{2}, \quad (14)$$

где $\Phi = \text{arctg} \frac{b_n}{D_n}$; $\varphi = \text{arctg} \frac{b_z}{D_n}$.

Здесь D_n — расстояние между плоскостями дискретизации лобовой части.

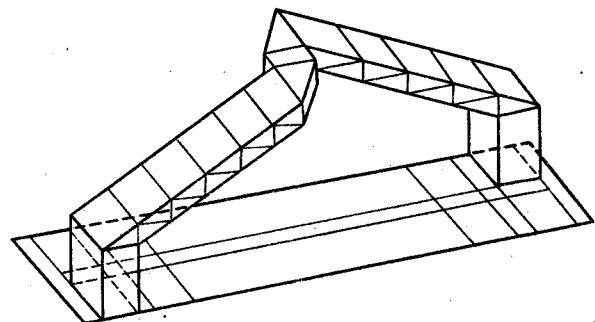


Рис. 4. Конечноэлементная модель части обмотки якоря

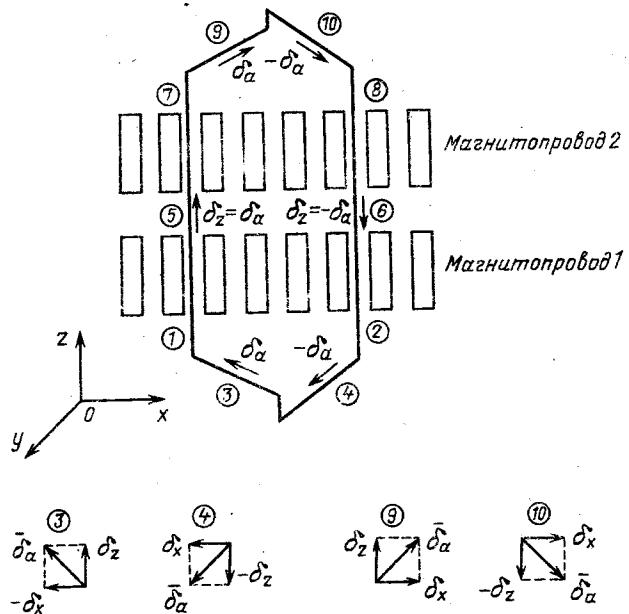


Рис. 5. Моделирование вектора плотности тока в секции обмотки якоря

После определения величины угла φ_z можно определить величину составляющих вектора δ_a на оси x и z : нижний слой лобовой части магнитопровода 1

$$\delta_x = -\delta_a \sin \varphi_z; \delta_z = \delta_a \cos \varphi_z; \quad (15)$$

верхний слой лобовой части магнитопровода 1

$$\delta_x = -\delta_a \sin \varphi_z; \delta_z = -\delta_a \cos \varphi_z. \quad (16)$$

Аналогично могут быть определены соответствующие вектора для нижнего и верхнего слоев лобовой части магнитопровода 2.

4. Решение полученной системы нелинейных алгебраических уравнений методом Ньютона. В качестве начального приближения для метода Ньютона использовалось решение линейной задачи расчета поля с постоянным значением магнитной проницаемости во всех ферромагнитных участках исследуемой области. На каждом шаге метода Ньютона решалась релаксационным методом система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ).

Для ускорения сходимости релаксационного метода применялась корректировка параметра релаксации в зависимости от скорости изменения значения относительной невязки СЛАУ. Это позволило существенно сократить число итераций, необходимых для достижения решения СЛАУ и, соответственно, уменьшить затраты машинного времени при решении нелинейной задачи. Как показали расчеты, среднее число итераций при решении СЛАУ для данной задачи составляло 150—180. Машинное время на одну итерацию метода Ньютона при использовании вычислительного комплекса ВК2П45 составляло около 120 мин.

Эти обстоятельства существенно сказываются на возможности более мелкой дискретизации расчетной области и не позволяют в пределах имеющейся оперативной памяти ЭВМ (7500 кБ) увеличить число узлов конечноэлементной сетки.

Разработанное программное обеспечение было опробовано при решении задачи расчета трехмерного магнитного поля тестовой области. При этом была проведена оценка эффективности различных методов решения СЛАУ: релаксационного, наискорейшего градиентного спуска, сопряженных градиентов [10]. Исследования показали преимущества метода релаксации по скорости сходимости и затратам машинного времени для достижения решения. Результаты тестирования программного комплекса позволили сделать вывод о возможности применения разработанных и реализованных алгоритмов при расчетах трехмерного магнитного поля МКЭ с учетом нелинейных свойств ферромагнитных материалов.

Результаты исследования трехмерного магнитного поля в воздушном зазоре индукторного ЛДПТ. Исследование осуществлялось с использованием конечноэлементной модели, схематично показанной на рис. 3, а, б. Общее число узлов в области расчета составляло 5380. Соответственно, общее число уравнений нелинейной системы было равно 16 140. По оси z область расчета была разбита 22 плоскостями, две из которых являлись граничными.

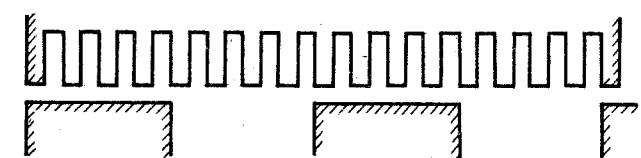
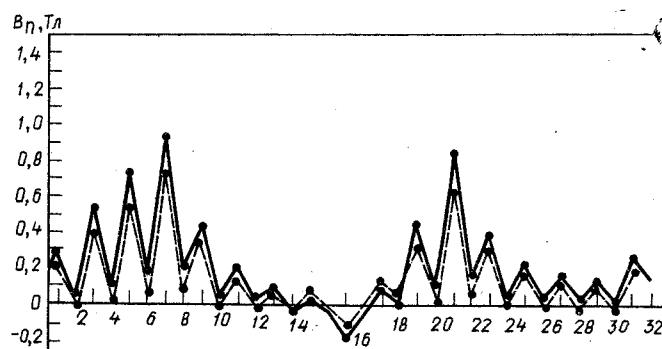


Рис. 6. К сопоставительному анализу расчетных и экспериментальных данных индукции B_n : — расчет; — эксперимент

Расчет трехмерного магнитного поля проводился для двух режимов работы индукторного ЛДПТ:

холостого хода ($\delta_B = 0; \delta_a = 0$);
номинальной нагрузки ($\delta_B \neq 0; \delta_a \neq 0$).

В результате расчетов было установлено, что для режима холостого хода сходимость метода Ньютона достигается за пять-шесть итераций, а для режима номинальной нагрузки — за семь-восемь итераций. Причем значения векторного магнитного потенциала практически не изменяются после того, как значение абсолютной максимальной невязки нелинейной системы становится меньше 0,1.

Анализ данных расчета нормальной составляющей магнитной индукции в воздушном зазоре B_n на поверхности магнитопровода якоря в режиме холостого хода и в режиме номинальной нагрузки показывает, что векторный магнитный потенциал изменяется по длине и ширине двигателя. Наблюдается существенное уменьшение индукции B_n под теми краями магнитопровода якоря, которые лежат против полюсных выступов вторичного элемента двигателя. Как показывает расчет, краевой эффект уменьшает амплитуду индукции B_n на 25—30 %.

На рис. 6 приведены результаты сопоставительного анализа расчетных и экспериментальных исследований индукции B_n в режиме номинальной нагрузки под одним из магнитопроводов первичного элемента двигателя. Как следует из рис. 6, расчетные и экспериментальные значения индукции достаточно близки (расхождение в среднем не превышает 12—15 %), что свидетельствует о правильной реализации МКЭ для расчета трехмерного магнитного поля в индукторном ЛДПТ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Свечарник Д. В. Электрические машины непосредственного привода.— М.: Энергоатомиздат, 1988.
- Беликов В. Т., Ивлев А. Д., Ситников В. М. Линейный электродвигатель постоянного тока для электроприводов промышленных механизмов.— Электротехника, 1981, № 1.
- К выбору конструктивного исполнения индукторного линейного двигателя постоянного тока / А. А. Терзян, А. Д. Ивлев, И. В. Меркулов, В. В. Рымша — Электричество, 1987, № 10.
- Ивлев А. Д. Разработка и исследование линейных двигателей постоянного тока с большой длиной хода: Автореф. дисс. на степень канд. техн. наук, Ереван. 1981. ЕрПИ.
- К выбору конструктивного исполнения индукторного линейного двигателя постоянного тока / А. А. Терзян, А. Д. Ивлев, И. В. Меркулов, В. В. Рымша — Электричество, 1987, № 10.
- Васько П. Ф. Основы расчета низкоскоростных линейных двигателей постоянного тока индукторного типа: Дисс. на степень канд. техн. наук, Киев. 1983, КПИ.
- Терзян А. А., Рымша В. В. Оптимальное проектирование линейных индукторных двигателей постоянного тока. Изв. вузов. Электромеханика, 1988, № 3.
- Терзян А. А. Автоматизированное проектирование электрических машин.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
- Новик Я. А. Вариационная формулировка решения задачи расчета трехмерного стационарного магнитного поля с учетом нелинейных свойств среды.— Изв. АН Латв. ССР. Сер. физ. и техн. наук, 1974, № 4.
- Гаспарян А. С. Численный расчет трехмерного магнитного поля электрических машин с учетом нелинейных свойств материалов, их анизотропии и неоднородности: Автореф. дисс. на степень канд. техн. наук, Рига, 1986. РПИ.
- Бахвалов Н. С. Численные методы.— М.: Наука, 1975.

[20.11.90]

УДК 62-83-52

Система векторного управления асинхронным электроприводом с идентификатором состояния

АРХАНГЕЛЬСКИЙ Н. Л., канд. техн. наук, КУРНЫШЕВ Б. С., канд. техн. наук, ВИНОГРАДОВ А. Б., инж.,
ЛЕБЕДЕВ С. К., канд. техн. наук

Ивановский энергетический институт

Системы управления электроприводами переменного тока отличаются значительным разнообразием. Это обусловлено как особенностями преобразовательных установок, так и специфичностью математического описания процессов в системе «преобразователь — двигатель». Число различных систем управления в последние годы увеличилось настолько, что стала затруднительна даже их классификация.

В последние годы широко развиваются и внедряются системы управления по мгновенным значениям переменных, т. е. системы векторного управления. Под этим термином будем понимать формирование многомерного вектора переменных состояния электрической машины с помощью векторного многомерного управляющего воздействия.

Положение, скорость или вращающий момент — это управляемые координаты электрической машины. Однако, чтобы получить хорошие, а в ряде случаев предельные для выбранного преобразователя и двигателя динамические и статические характеристики, необходимо управлять вектором потокосцепления ротора и соответствующей компонентой вектора тока статора.

Для асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором и для синхронного двигателя с постоянными магнитами комплекс воздействующих векторов \vec{U}_s и \vec{I}_s выступает во взаимосвязи с преобразователем энергии и машиной. Независимо может изменяться только один из этих векторов (отсюда и названия «частотное управление» и «частотно-токовое управление»). Век-

торы \vec{I}_r , \vec{I}_m , $\vec{\Psi}_m$, $\vec{\Psi}_s$, $\vec{\Psi}_r$ являются внутренними переменными машины, непосредственно практически неизмеряемыми, однако они могут быть вычислены по другим легко измеряемым величинам.

В статье дается описание системы векторного управления асинхронным электроприводом с высокими динамическими показателями без установки датчиков, усложняющих конструкцию электропривода (без датчиков потока, э. д. с., скорости). Общий подход к проектированию электромеханических систем с асинхронными и синхронными двигателями основан на введении в систему управления скользящих режимов [1]. Этот подход учитывает тот факт, что полупроводниковые преобразователи являются устройствами дискретными с разрывным характером управления.

Априорная информация об электрической машине как объекте управления заложена в дифференциальных уравнениях, описывающих динамические режимы его работы, при этом обычно принимаются допущения о том, что существует симметрия в электрической и магнитной цепях машины, потери в стали отсутствуют и намагничивающая цепь линейна [2]. Эти уравнения в векторной форме, записанной во вращающейся с произвольной частотой Ω_k системе координат, имеют вид:

$$\begin{aligned} \vec{U}_s &= R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} + j\Omega_k \vec{\Psi}_s; \\ 0 &= R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Psi}_r}{dt} + j(\Omega_k - \Omega) \vec{\Psi}_r; \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} \vec{\Psi}_s &= L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r; \quad \vec{\Psi}_r = L_m \vec{I}_s + L_r \vec{I}_r; \\ M_s &= \frac{3}{2} z_p k_r (\vec{\Psi}_r \times \vec{I}_s); \quad k_r = L_m / L_s; \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{z_p}{J} (M - M_c), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где \vec{U}_s , \vec{I}_s , $\vec{\Psi}_s$ — векторы напряжения, тока, потокосцепления статора; \vec{I}_r , $\vec{\Psi}_r$ — векторы тока и потокосцепления ротора; $L_s = L_{so} + L_m$, $L_r = L_{ro} + L_m$ — полные индуктивности статора и ротора; L_{so} , L_{ro} , L_m — индуктивности рассеяния статора, ротора и контура намагничивания, соответственно; Ω , Ω_c — электрическая частота вращения ротора и частота вращения системы координат; z_p — число пар полюсов; J — момент инерции двигателя и механизма, приведенный к валу двигателя; M , M_c — электромагнитный момент двигателя и момент сопротивления нагрузки.

Математическая модель асинхронного двигателя как объекта регулирования характеризуется наличием существенных нелинейностей, таких как перекрестные обратные связи, перемножение переменных. В этих условиях ориентацию координатной системы следует осуществлять таким образом, чтобы число внутренних перекрестных обратных связей объекта управления было минимальным и они, по возможности, были наиболее слабыми. В статье рассмотрена система векторного управления, в которой принята ориентация вектора тока статора относительно вектора потокосцепления ротора, так называемая «ориентация по полю». В этом случае мы получаем раздельное регулирование потока и момента двигателя, а реализация режима постоянства модуля вектора потокосцепления ротора позволяет получить предельно достижимое быстродействие контура момента при правильном выборе алгоритма переключения вентиляй [8]. Функциональная схема системы векторного управления представлена на рис. 1 ($|\vec{\Psi}_r|_z$ — задание модуля вектора потокосцепления ротора; Ω_z — задание скорости;

сти; \vec{I}_{s2} — задание вектора тока статора; U_d — напряжение звена постоянного тока; $\vec{\Psi}_r^0$ — единичный вектор потокосцепления ротора; \vec{x} , μ — векторная и скалярная переменные, являющиеся невязками в системе управления).

Большинство элементов системы управления построены на основе преднамеренного введения скользящих режимов, что делает элементы системы инвариантными к изменению параметров и неидеальностям аналоговой элементной базы [3—9].

В преобразователях координат (ПК1, ПК2, рис. 2) измеренные значения фазных токов и полученные в модели инвертора напряжения (АИН) значения фазных напряжений преобразуются в проекции векторов тока и напряжения статора в неподвижной относительно статора ортогональной системе координат (α , β) в соответствии со следующими соотношениями:

$$I_\alpha = a_1 I_A; \quad I_\beta = a_2 I_A + a_3 I_B; \quad (2)$$

$$U_\alpha = a_1 U_A; \quad U_\beta = a_2 U_A + a_3 U_B; \quad (3)$$

где $a_1 = \sqrt{3/2}$; $a_2 = \sqrt{1/2}$; $a_3 = \sqrt{2}$.

В модели АИН (рис. 2) производится вычисление мгновенных значений фазных напряжений статора на основе сигналов управления ключами АИН — U_{yA} , U_{yB} , U_{yC} . Апериодические элементы учитывают неидеальность полупроводниковых элементов АИН, а коэффициент преобразований имеет следующие значения: $b_{11} = 1$; $b_{12} = b_{13} = \frac{1}{2}$; $b_{21} = b_{23} = \frac{1}{2}$; $b_{22} = 1$.

В случае существенной нестабильности напряжения в звене постоянного напряжения U_d модель АИН дополняется информацией о мгновенном значении U_d (пунктир на рис. 1).

Регулятор тока (РТ) является одновременно и устройством автоматического выбора алгоритма переключения вентиляй инвертора [8]. Регулятор тока релейного типа функционирует в скользящем режиме, обеспечивая в фазных об-

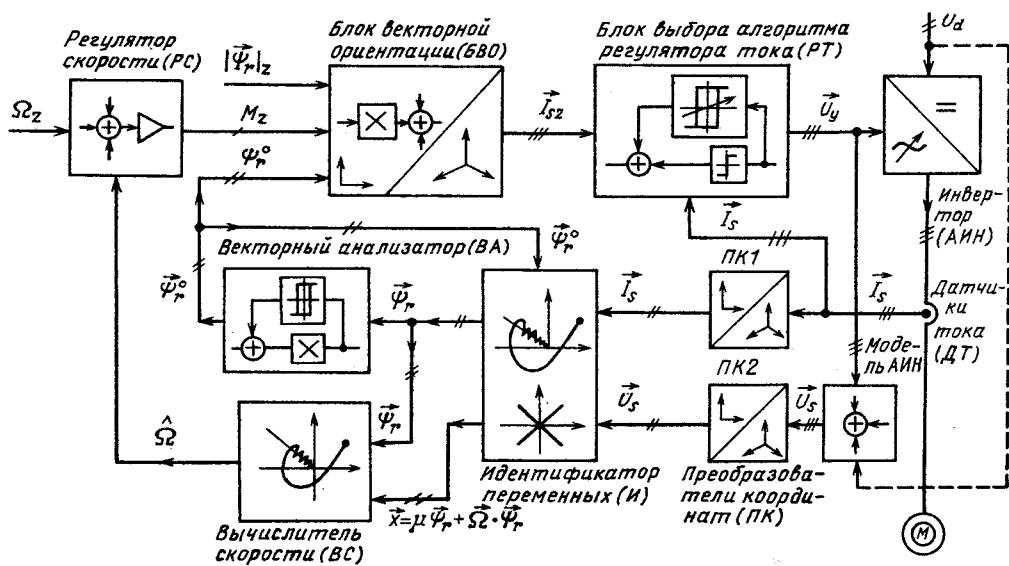


Рис. 1

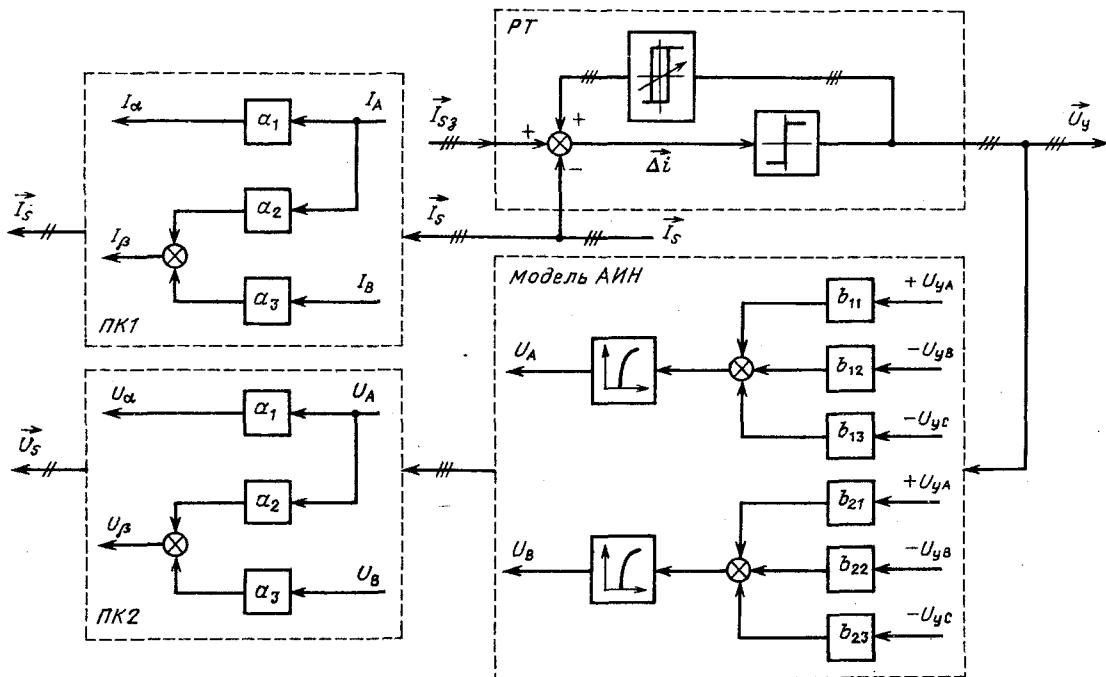


Рис. 2

мотках статора двигателя токи, соответствующие заданным с оптимизацией чистоты переключения ключей АИН. Сигналы управления ключами АИН формируются в регуляторе тока по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} U_{yA} &= U_0 \operatorname{sign}(\Delta I_{sA} + H \operatorname{sign} \Delta I_{sA}); \\ U_{yB} &= U_0 \operatorname{sign}(\Delta I_{sB} + H \operatorname{sign} \Delta I_{sB}); \\ U_{yC} &= U_0 \operatorname{sign}(\Delta I_{sC} + H \operatorname{sign} \Delta I_{sC}), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где U_0 — постоянная величина; H — величина, характеризующая глубину положительной обратной связи, охватывающей релейный элемент, и являющаяся функцией времени элемента динамического гистерезиса.

При переключении в любом из трех каналов регулятора тока гистерезис в этом канале изменяется в функции времени по экспоненциальному закону. Минимальная ширина импульса на выходе регулятора тока определяется совпадением значения ошибки тока статора ΔI_s и гистерезиса δ и не может быть больше значения, задаваемого соотношением параметров динамического гистерезиса. Такой режим обеспечивает высокую надежность работы электропривода за счет ограничения ширины импульсов, поступающих на ключи АИН.

В основу построения идентификатора (рис. 3) положена математическая модель асинхронного двигателя в неподвижной относительно статора ортогональной системе (α , β). В модели статора (МС) реализовано уравнение вида:

$$R_s \hat{I}_s + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \frac{d \hat{I}_s}{dt} = \vec{U}_s + c_1 \vec{I}_s + c_2 \vec{\Psi}_r + \frac{L_m}{L_r} \vec{x}, \quad (5)$$

$$\text{где } c_1 = -\frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}; \quad c_2 = \frac{L_m R_r}{L_r^2};$$

$$\vec{x} = \mu \vec{\Psi}_r + \vec{\Omega} \times \vec{\Psi}_r.$$

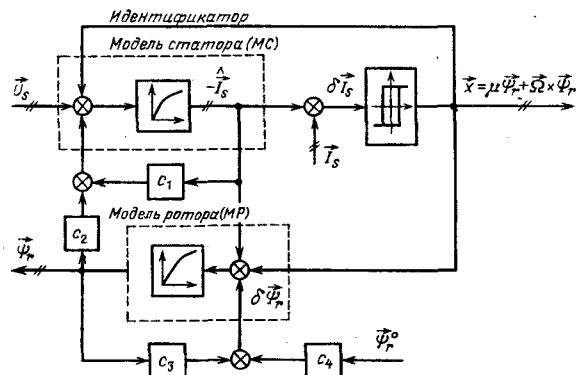


Рис. 3

В модели ротора (МР) реализовано уравнение вида:

$$\vec{\Psi}_r + \frac{L_r}{R_r} \frac{d \vec{\Psi}_r}{dt} = L_m \vec{I}_s + \frac{L_r}{R_r} \vec{x} + \delta \vec{\Psi}_r, \quad (6)$$

где $\delta \vec{\Psi}_r = c_3 \vec{\Psi}_r + c_4 \vec{\Psi}_r^0$; $c_3 = -1$; $c_4 = |\vec{\Psi}_r|$.

Идентификатор состояния представляет собой замкнутую динамическую систему со следящим контуром, функционирующим в скользящем режиме. Следжение осуществляется по мгновенным значениям вектора тока статора. Разрывное управление, обеспечивающее скользящий режим, формируется на выходах релейных элементов с гистерезисом:

$$\left. \begin{aligned} x_\alpha &= U_0 \operatorname{sign}(\delta I_{sa} + k_{\delta s} \operatorname{sign} \delta I_{sa}); \\ x_\beta &= U_0 \operatorname{sign}(\delta I_{sb} + k_{\delta s} \operatorname{sign} \delta I_{sb}), \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где U_0 — постоянная величина; $k_{\delta s}$ — величина, определяющая ширину зоны гистерезиса.

Функционирование идентификатора состояния в скользящем режиме обеспечивает восстановле-

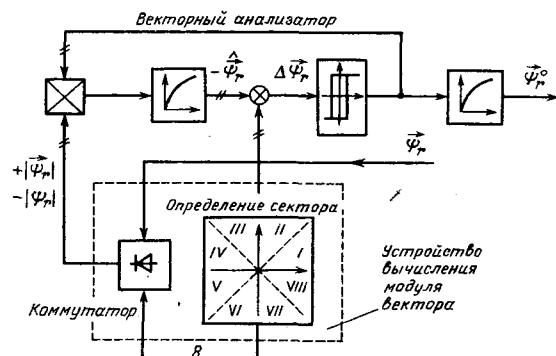


Рис. 4

ние мгновенного значения вектора потокосцепления ротора, при этом в установившемся режиме $\mu \rightarrow 0$, а значение вектора \dot{x} представляет собой произведение скорости и вектора потокосцепления ротора.

Векторный анализатор (ВА) (рис. 4) обеспечивает выделение мгновенного значения единичного вектора потокосцепления ротора, которое связано с вектором потокосцепления соотношением:

$$\vec{\Psi}_r = |\vec{\Psi}_r| \vec{\Psi}_r^0. \quad (8)$$

Векторный анализатор представляет собой замкнутую динамическую систему со следящим контуром, функционирующим в скользящем режиме в соответствии с уравнением

$$\hat{\vec{\Psi}}_r + T_{cp} \frac{d\hat{\vec{\Psi}}_r}{dt} = |\vec{\Psi}_r| \vec{U}_\psi, \quad (9)$$

где \vec{U}_ψ — вектор разрывного управления, поступающего с выхода релейного элемента с гистерезисом:

$$\left. \begin{aligned} U_{\psi_\alpha} &= U_0' \operatorname{sign}(\Delta\Psi_{r\alpha} + k_{\delta r} \operatorname{sign} \Delta\Psi_{r\alpha}); \\ U_{\psi_\beta} &= U_0' \operatorname{sign}(\Delta\Psi_{r\beta} + k_{\delta r} \operatorname{sign} \Delta\Psi_{r\beta}). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Здесь U_0' — постоянная величина; $k_{\delta r}$ — величина, определяющая зону гистерезиса; T_{cp} — постоянная времени апериодического элемента.

В этом случае эквивалентное значение (гладкая составляющая) разрывного сигнала $\vec{U}_{\psi_\alpha} = \vec{\Psi}_r^0$, и выделяется на выходе апериодического элемента, выполняющего функцию фильтра низких частот. Устройство вычисления модуля вектора $\vec{\Psi}_r$ построено на основе формирования сигнала модуля коммутацией максимальных значений проекций вектора ($\pm \Psi_{r\alpha}, \pm \Psi_{r\beta}$), определенных в каждом из восьми секторов, выделенных в плоскости вращения вектора потокосцепления ротора.

Информация о мгновенном значении единичного вектора потокосцепления ротора используется в блоке векторной ориентации (БВО) (рис. 5) для ориентации вектора задания тока статора в системе координат, связанной с вектором потокосцепления ротора. В разработанной системе заданием потока является постоянное значение $|\vec{\Psi}_r|_z$, а сигнал задания по моменту M_z поступает с выхода регулятора скорости.

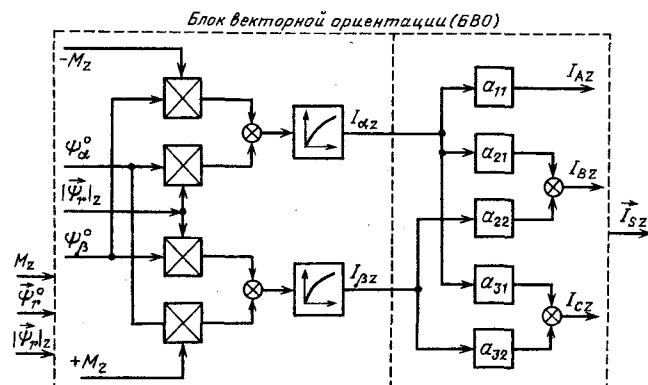


Рис. 5

Преобразование переменных в БВО осуществляется в соответствии с выражениями:

$$\left. \begin{aligned} I_{az} &= |\vec{\Psi}_r|_z \Psi_\alpha^0 - M_z \Psi_\beta^0; \\ I_{\beta z} &= |\vec{\Psi}_r|_z \Psi_\beta^0 + M_z \Psi_\alpha^0; \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{az} &= a_{11} I_{az}; \quad I_{\beta z} = a_{21} I_{az} + a_{22} I_{\beta z}; \\ I_{Cz} &= a_{31} I_{az} + a_{32} I_{\beta z}, \quad a_{11} = \sqrt{2/3}, \\ a_{21} &= a_{31} = -\sqrt{1/6}, \quad a_{22} = \sqrt{1/2}, \quad a_{32} = -\sqrt{1/2}. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Фильтры первого порядка (апериодические звенья) предназначены для перехода от разрывных сигналов к аналоговым.

Выделение мгновенного значения скорости производится в вычислителе скорости (ВС) на основе информации о векторах $\vec{\Psi}_r$ и \dot{x} . Вычисление скорости осуществляется в замкнутом контуре, функционирующем в скользящем режиме, на основании уравнений:

$$\hat{\dot{x}} + T_{cp} \frac{d\hat{\dot{x}}}{dt} = \vec{U}_\Omega \vec{\Psi}_r, \quad (13)$$

где \vec{U}_Ω — управляющее воздействие, представляющее разрывный сигнал:

$$\left. \begin{aligned} U_{\Omega\alpha} &= U_0'' \operatorname{sign}(\Delta x_\alpha + k_\Omega \operatorname{sign} \Delta x_\alpha); \\ U_{\Omega\beta} &= U_0'' \operatorname{sign}(\Delta x_\beta + k_\Omega \operatorname{sign} \Delta x_\beta); \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

U_0'' — постоянная величина; k_Ω — величина, определяющая гистерезис релейных элементов.

Эквивалентное значение U_Ω соответствует мгновенному значению скорости двигателя. В связи с тем, что переменные $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ и x_α , x_β являются периодическими функциями, а неидеальность аналоговых элементов системы существенна, особенно в области малых значений переменных, то в вычислителе скорости выходной сигнал формируется из двух проекций U_Ω выборкой участков, где погрешность минимальная. Для этого плоскость координат вращения вектора $\vec{\Psi}_r$ разбивается на четыре сектора, в которых генерируются следующие сигналы:

$$\left. \begin{aligned} S_+ &= \operatorname{sign}(\Psi_{r\alpha} + \Psi_{r\beta}); \\ S_- &= \operatorname{sign}(\Psi_{r\alpha} - \Psi_{r\beta}). \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

В зависимости от положения вектора $\vec{\Psi}_r$ относительно границ секторов (S_+ , S_-) логический переключатель (ЛП) коммутирует значения разрывных сигналов $U_{\Omega\alpha}$, $U_{\Omega\beta}$, формируя на выходе

разрывный сигнал, эквивалентное значение которого соответствует скорости двигателя.

Примененный принцип векторного управления, основанный на преднамеренном введении скользящих режимов, позволил разработать ряд универсальных модульных устройств с инвариантными свойствами к возмущающим воздействиям и к вариациям динамических свойств электромеханической системы. Такие устройства, как блок выбора алгоритма, блок векторной ориентации, векторный анализатор, вычислитель скорости не требуют настройки на параметры двигателя и преобразователя и могут быть применены для других типов электромеханических преобразователей энергии.

В системе векторного управления на основе нелинейных динамических моделей со следящими контурами разработано информационное устройство — идентификатор состояния асинхронного двигателя. Применение подобных информационных систем обосновано в тех случаях, когда необходимо определять мгновенные значения электромагнитных и электромеханических переменных по ограниченному числу доступных для измерения координат, например, по векторам тока и напряжения статора двигателя. Идентификатор состояния является устройством, где необходима настройка на параметры индивидуального двигателя.

Экспериментальные исследования предложенного варианта системы электропривода проводились на лабораторном стенде с асинхронным двигателем 4А112МА6У3 с номинальной мощностью 3 кВт. При этом диапазон регулирования скорости достигает 1000:1. Применение иден-

тификатора состояния обеспечивает погрешность восстановления скорости: в диапазоне 10:1—0,5%; 100:1—2%; 1000:1—10%. Быстродействие электропривода характеризует длительность переходного процесса при реверсе на холостом ходу с номинальной скорости (моменты инерции двигателя и нагрузки равны) не более 0,2 с.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уткин В. И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления.— М.: Наука, 1981.
2. Ключев В. И. Теория электропривода.— М.: Энерготомиздат, 1985.
3. А. с. 1399882 (СССР). Устройство для определения координат асинхронного двигателя в регулируемом электроприводе / В. И. Уткин, Д. Б. Изосимов, Н. Л. Архангельский и др. Опубл. в Б. И., 1988, № 20.
4. А. с. 1246317 (СССР). Устройство для определения координат асинхронного двигателя в регулируемом электроприводе / В. И. Уткин, Д. Б. Изосимов, Н. Л. Архангельский и др. Опубл. в Б. И., 1986, № 27.
5. А. с. 1398061 (СССР). Устройство для определения координат асинхронного двигателя в регулируемом электроприводе / Н. Л. Архангельский, Б. С. Курнышев, С. К. Лебедев, В. В. Пикунов. Опубл. в Б. И., 1988, № 19.
6. А. с. 1403323 (СССР). Устройство для определения координат асинхронного двигателя в регулируемом электроприводе / Н. Л. Архангельский, Б. С. Курнышев, С. К. Лебедев, В. В. Пикунов. Опубл. в Б. И., 1988, № 22.
7. А. с. 1415398 (СССР). Устройство для определения координат асинхронного двигателя в регулируемом электроприводе / В. И. Уткин, Б. Д. Изосимов, Н. Л. Архангельский и др. Опубл. в Б. И., 1988, № 29.
8. А. с. 1354380 (СССР). Электропривод / Н. Л. Архангельский, Б. С. Курнышев, В. В. Пикунов и др. Опубл. в Б. И., 1987, № 43.
9. А. с. 1577053 (СССР). Устройство для определения координат асинхронного двигателя в регулируемом электроприводе / Н. Л. Архангельский, Б. С. Курнышев, С. К. Лебедев и др. Опубл. в Б. И., 1990, № 25.

[12.02.91]

УДК 629.113.65·621.355.2

Электромобили с комбинированными энергоустановками. Исследование и оптимизация

ПЕТЛЕНКО Б. И., доктор техн. наук, ЛОГАЧЕВ В. Н., канд. техн. наук

Московский автомобильно-дорожный институт

Обострение проблем экологии и истощение запасов нефтяного топлива являются основной причиной выполняемых у нас в стране и за рубежом работ по созданию электромобилей (ЭМ). Низкие энергетические показатели современных химических источников тока, приемлемых для питания ЭМ, предопределили активные поиски и исследования по созданию электромобилей с комбинированными энергоустановками (КЭУ) на базе двигателей внутреннего сгорания (ДВС) и аккумуляторной батареи (АБ).

В настоящее время используются два типа структур ЭМ с КЭУ: последовательная и парал-

лельная. Движение ЭМ с КЭУ по последовательной схеме осуществляется только от тягового электродвигателя (ТЭД), питаемого энергоустановкой. Последняя состоит из ДВС, генератора и АБ, причем ДВС работает в стационарном режиме, а АБ заряжается или разряжается разницей мощностей потребления ТЭД и генератора. Поток мощности преобразуется в ДВС, генераторе и ТЭД в последовательности: химическая, тепловая, механическая, электрическая и механическая энергии.

В КЭУ по параллельной схеме генератор отсутствует и ДВС имеет механическую связь с

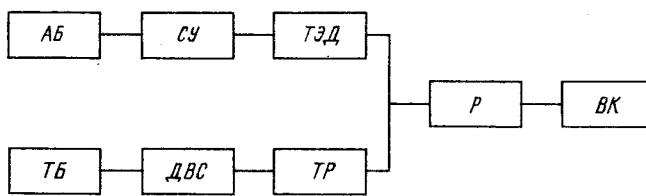


Рис. 1. Структурная схема электромобиля с комбинированной энергоустановкой по параллельной схеме: АБ — аккумуляторная батарея, СУ — система управления, ТЭД — тяговый электродвигатель, ТБ — топливный бак; ДВС — двигатель внутреннего сгорания; ТР — трансмиссия; Р — редуктор, ВК — ведущие колеса

ведущими колесами ЭМ. Аккумуляторная батарея либо разряжается, создавая параллельный механическому (от ДВС) поток электрической мощности через ТЭД, в режиме тяги, либо заряжается в режиме рекуперативного торможения (рис. 1).

Наиболее перспективными в последнее время считаются ЭМ с КЭУ, выполненные по параллельной схеме. Отмеченное обстоятельство связано с улучшенными массогабаритными и энергетическими показателями из-за отсутствия генератора, повышенного энергоиспользования ДВС (нет многоократного преобразования энергии), упрощённой реализацией рекуперативного торможения. Такая схема ЭМ с КЭУ представляет большие возможности согласования и управления режимами работы ДВС и АБ при движении.

В то же время конструирование и объективная оценка эффективности ЭМ с КЭУ, проводимая с целью определения их наиболее удачных вариантов и режимов работы, оказывается затрудненным. Это связано как с отсутствием необходимой для анализа математической модели ЭМ с КЭУ, так и с трудностью оценки его эффективности по многим, часто взаимозависимым, технико-экономическим показателям.

В настоящей статье приводятся некоторые результаты исследования, обеспечивающего преодоление отмеченных трудностей.

Математическая модель. Придание математической модели ЭМ с КЭУ многофункционального и обобщенного характера обеспечивается использованием принципа структурного моделирования. При этом модель состоит из совокупности подмоделей основных элементов и подмодели нагрузочных режимов. Подмодели элементов ЭМ, имеющие строго определенный набор входных и выходных параметров, вычисляют требуемые функции на основании обработки задаваемой или получаемой от подмоделей других элементов необходимой информации.

Достоинством такой обобщенной модели является то, что в процессе исследования отдельные ее подмодели могут быть уточнены, дополнены или заменены без изменения других подмоделей (рис. 2).

Рассмотрим кратко основные особенности подмоделей ЭМ с КЭУ. Необходимость выделения подмодели нагрузочных режимов обусловлена тем, что технико-экономические показатели транспортных средств обычно оцениваются по резуль-

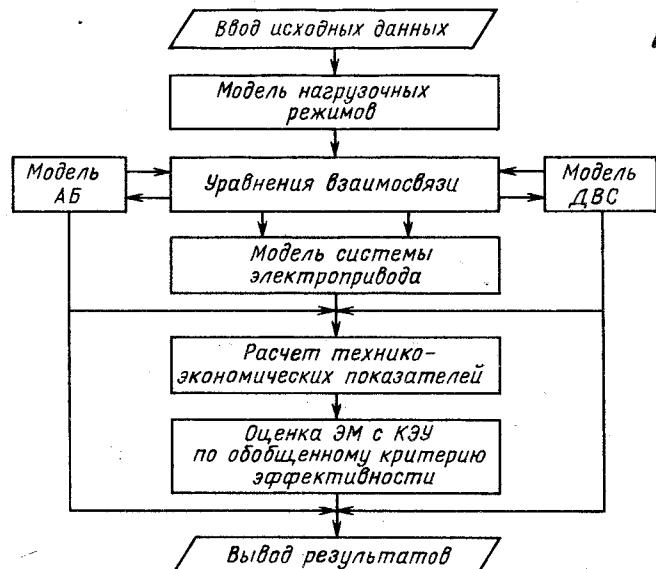


Рис. 2. Блок-схема ЭМ с КЭУ

татам их испытаний в динамических стандартизованных испытательных циклах, содержащих установившиеся и переходные режимы разгона и замедления. Испытательные циклы, используемые для имитации эксплуатационных условий и сопоставления технических показателей ЭМ, имеют трапециевидную форму (НАМИ — 1,2, европейский).

Стандарты устанавливают различные длительность цикла, значение и длительность режима установившейся скорости, паузу между циклами. Вид переходных процессов в циклах обычно не нормируется. Однако их организация может влиять на эффективность транспортного средства. Поэтому для расширения возможностей исследования на модели влияния нагрузочных режимов на эффективность ЭМ с КЭУ график его движения по испытательному циклу в подмодели нагрузочных режимов целесообразно представить в общем виде.

В разработанной подмодели нагрузочных режимов для использования при исследованиях различных типов испытательных циклов имеется возможность изменения продолжительности каждой из фаз цикла и вид функции $v(t)$ на фазах разгона и торможения.

Это обеспечивается заданием при разгоне ЭМ зависимости $v(t)$ следующей системой уравнений:

$$v(t) = \begin{cases} v_1 = At^N, & \text{при } 0 \leq t < t_n; \\ v_2 = v_y(1 - \exp(-\frac{t_n - t}{T_m}) + v_y \exp(\frac{t_n - t}{T_m})), & \text{при } t_n \leq t < t_p, \\ v_p = At_p^N; A = v_p/(NT_m t_p^{N-1} + t_p^N), & \end{cases} \quad (1)$$

где $v_1(t)$, $v_2(t)$ — графики изменения скорости на начальной и конечной фазах разгона; T_m — постоянная экспоненты; v_y , v_p — установившаяся скорость и скорость, при которой осуществляется переход от $v_1(t)$ к $v_2(t)$; t_p , t_n — время разгона и перехода от функции $v_1(t)$ к $v_2(t)$; A , N — постоянный коэффициент и показатель степенной функции.

Таким образом, задаваясь значениями v_y , t_p , а также временем торможения и паузы, можно проводить исследования ЭМ при различных типах испытательных циклов, а изменения N и t_p — получать различные законы движения при разгоне.

В подмодели нагрузочных режимов по параметрам ЭМ (массе, радиусу ведущих колес, передаточному числу механической трансмиссии и др.) и дорожным условиям проводится тяговый расчет и определяются моменты и частоты вращения приводного двигателя, реализация которых позволит экипажу двигаться по заданной кривой $v(t)$.

Подмодель тягового электропривода включает набор прикладных подпрограмм, описывающих функционирование системы управления (тиристорно-импульсный, транзисторно-импульсный преобразователи и др.) и тягового электродвигателя. Она обеспечивает расчет тока якоря, напряжения на якоре и тока возбуждения электродвигателя, обеспечивающие ему реализацию тягового момента и частоты вращения, требуемых для подмодели нагрузочных режимов, а также расчет энергетических показателей и управляющих воздействий.

Коэффициент полезного действия силового полупроводникового преобразователя принят постоянным, не зависящим от нагрузки, что является обычным допущением.

Математическое описание ТЭД постоянного тока независимого возбуждения при двухзонном регулировании скорости составлено на основании энергетического баланса и известных уравнений якорной цепи, цепи возбуждения, э. д. с. и момента двигателя с учетом реальных характеристик, полученных при их испытаниях.

Сложность подмодели АБ обусловлена значительным изменением напряжения и состояния аккумуляторной батареи в функции времени и величины разрядного тока, имеющего на ЭМ широкий диапазон изменений и сложный случайный характер. Анализ известных аналитических описаний характеристик свинцово-кислотных АБ показал, что удовлетворительные результаты при относительной простоте расчетов получаются использованием при моделировании аппроксимирующих уравнений Пейкера или Шефера. В частности, для тяговой свинцово-кислотной АБ 6ЭМ145, устанавливаемой на ЭМ, аппроксимирующее уравнение Шефера [1] получено в виде

$$U_{AB} = 12,59 - k_p i_p \frac{Q_r(i_p)}{Q_r(i_p) - i_p t} - 0,00216 i_p - 0,00611 i_p t, \quad (2)$$

где $k_p = 0,001642 + 0,04036(1 - \exp(-0,0299 i_p)) / i_p$; $Q_r = 145,512 + 2901,96(1 - \exp(-0,02295 i_p)) / i_p$, k_p — коэффициент поляризации; Q_r — расчетная теоретическая емкость АБ, А·ч; i_p — ток разряда, А.

Зарядные характеристики АБ, используемые при расчетах режимов рекуперации, аппроксимированы уравнением

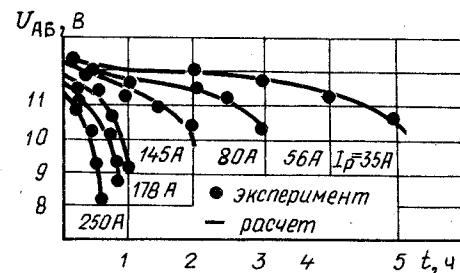


Рис. 3. Расчетные и экспериментальные характеристики аккумуляторной батареи 6ЭМ145: — расчет; · — эксперимент

$$U_{AB} = 12,15 + 0,00216 i_3 + 0,018965 i_3 \frac{Q_r(i_3)}{Q_r(i_3) - i_3 t} + 0,0031 i_3 t, \quad (3)$$

где i_3 — зарядный ток.

Удовлетворительность такого описания АБ иллюстрируется рис. 3.

При разработке модели ЭМ с КЭУ одним из наиболее сложных вопросов оказался вопрос создания подмодели ДВС. Проведенный анализ показал, что наиболее удобным и дающим хорошие результаты является метод, основанный на представлении основных технико-эксплуатационных параметров ДВС в виде многопараметровых регрессионных зависимостей.

За основу математической модели выбрана полная гамма экспериментальных нагрузочных характеристик, охватывающая все поле эксплуатационных режимов. Корреляционный анализ экспериментальных данных показал высокую степень взаимосвязи массового расхода топлива G_t , выброса токсичных веществ (окислов азота NO_x , окислов углерода CO_x и углеводородов C_nH_m) и некоторых других параметров от скоростного n и силового M режима работы ДВС. Поэтому математическая модель ДВС представлена в виде полиномиальных регрессионных зависимостей второго порядка основных технико-эксплуатационных параметров ДВС от независимых n и M :

$$x = A_0 + A_1 n + A_2 M + A_3 n^2 + A_4 n M + A_5 M^2, \quad (4)$$

где A_0, \dots, A_5 — коэффициенты регрессии; M и n — расчетные значения момента и частоты вращения ДВС.

Значения коэффициентов регрессии, например, для ДВС ВАЗ 2101-81, полученные обработкой экспериментальных данных на ЭВМ, приведены в табл. 1.

Полученные коэффициенты регрессии дают вполне приемлемые для моделирования ДВС результаты, что видно из рис. 4.

Блок уравнений взаимосвязей организует в модели выбор и порядок обращения к подмоделям отдельных элементов в соответствии со структурными особенностями и логикой управления ЭМ.

Адекватность разработанной модели подтверждена экспериментальной проверкой подмо-

Таблица 1

Значения <i>x</i>	Значение коэффициентов регрессии					
	<i>A</i> ₀	<i>A</i> ₁	<i>A</i> ₂	<i>A</i> ₃	<i>A</i> ₄	<i>A</i> ₅
<i>G</i> _T	0,7036	$1,3316 \cdot 10^{-4}$	$-2,203 \cdot 10^{-2}$	$6,764 \cdot 10^{-8}$	$2,072 \cdot 10^{-5}$	$2,982 \cdot 10^{-4}$
<i>G</i> _{CH}	$-2,087 \cdot 10^{-3}$	$1,407 \cdot 10^{-5}$	$-1,992 \cdot 10^{-4}$	$1,857 \cdot 10^{-9}$	$2,466 \cdot 10^{-7}$	$3,331 \cdot 10^{-6}$
<i>G</i> _{CO}	1,663	$-5,117 \cdot 10^{-4}$	$-6,964 \cdot 10^{-2}$	$5,446 \cdot 10^{-8}$	$6,461 \cdot 10^{-6}$	$8,143 \cdot 10^{-4}$
<i>G</i> _{NO}	$-2,035 \cdot 10^{-1}$	$1,03 \cdot 10^{-4}$	$5,406 \cdot 10^{-3}$	$-1,271 \cdot 10^{-8}$	$1,075 \cdot 10^{-6}$	$-6,536 \cdot 10^{-5}$

П р и м е ч а н и е. *G*_{CH}, *G*_{CO}, *G*_{NO} — часовой массовый выброс углеводородов, окислов углерода и азота соответственно, *G*_T — массовый расход топлива

делей отдельных элементов энергооборудования ЭМ при различных режимах работы, в том числе отмеченных на рис. 3, 4, а также модели электромобиля в целом. Последнее иллюстрируется, например, рис. 5, где приведены зависимости расхода энергии *E*, топлива *G*_δ и емкости *Q*_p АБ при разгоне одного из образцов ЭМ с КЭУ (на базе микроавтобуса РАФ 2203), полученные на модели и экспериментально. Анализ многих результатов моделирования в установившихся и переходных режимах показал, что их отличие от экспериментальных данных не превышает 12 %.

Модель позволяет проводить глубокие исследования ЭМ с КЭУ с заданными параметрами в установившихся и переходных режимах, оценивать разнообразные технико-эксплуатационные показатели (расход энергии АБ, топлива, максимальный пробег, массовый выброс токсичных веществ и т. д.).

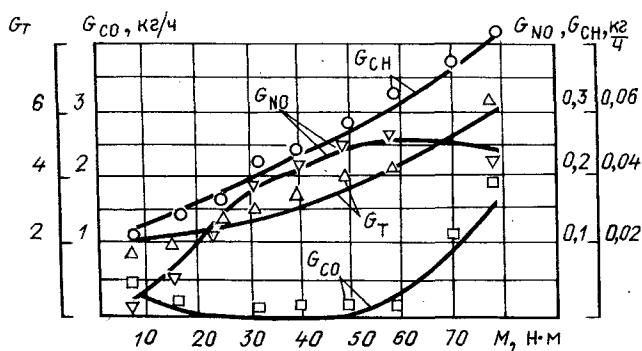


Рис. 4. Расчетные и экспериментальные характеристики ДВС ВАЗ 2101-81 ($n=3000$ мин $^{-1}$): — расчет; ○ △ ▽ □ — эксперимент

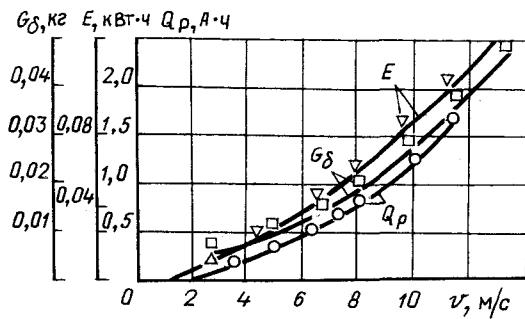


Рис. 5. Расход энергии *E*, топлива *G*_δ и заряда *Q*_p АБ при разгоне ЭМ: — расчет; ▽ □ ○ — эксперимент

Исследование и оптимизация ЭМ с КЭУ. Разработанная модель позволяет осуществлять не только исследования, но также оптимизацию параметров и режимов работы электромобиля на основе количественных оценок выбранного обобщенного критерия эффективности (ОКЭ). В ходе исследования была установлена заметная результативность использования в качестве ОКЭ длины вектора между «идеальным» и исследуемым вариантами ЭМ в многомерном пространстве частных показателей качества (ЧПК) [2]. Ими являются параметры и показатели элементов и ЭМ в целом.

При использовании отмеченного ОКЭ главные сложности связаны с выбором «идеального» варианта ЭМ и преобразованием вектора к скалярной величине — его длине в виде функции от значений ЧПК. Установлено, что в качестве «идеального» варианта целесообразно выбирать ЭМ, обладающий одновременно предельно наилучшими значениями всех ЧПК (нулевые расходы топлива и энергии, нулевые масса ЭМ и выброс токсичных веществ ДВС, бесконечно большая дальность пробега и т. д.).

Частные показатели подвергаются специальным преобразованиям унификации и нормирования. Унификация обеспечивает приведение ЧПК к единому типу — положительным числам, меньшим значениям которых соответствует лучший вариант ЭМ. Нормирование позволяет получить одинаковый масштаб измерения унифицированных ЧПК.

При такой унификации идеальный вариант ЭМ в пространстве унифицированных ЧПК всегда находится в начале координат, т. е. его частные параметры $y_{i0}=0$. Обобщенный критерий определяется длиной вектора l_i , выходящего из начала координат и заканчивающегося в точке, характеризующей сравниваемый вариант по набору его ЧПК.

Нормирование ЧПК осуществляется следующим образом:

$$y_{ih} = y_{i*} / \beta_i, \quad (5)$$

где β_i , y_{i*} , y_{ih} — фиксированные нормирующие коэффициенты, унифицированные и нормированные значения каждого i -го ЧПК соответственно.

Значения β_i определяются из условий одинаковости приращения используемой меры близости при равенстве относительных приращений нормиро-

ированных ЧПК [3]:

$$\beta_i = \sqrt{m^2(y_{i*}) + \sigma^2(y_{i*})}, \quad (6)$$

где $m(y_{i*})$, $\sigma(y_{i*})$ — математическое ожидание и дисперсия i -го ЧПК.

Поскольку частные показатели ЭМ являются, как правило, зависимыми, то пространство множества сравниваемых вариантов является косоугольным. Поэтому для измерения длины l_i в этом пространстве целесообразно использовать метрику махалонобисова типа.

Частные показатели обычно имеют различную степень важности. Весовые коэффициенты важности α_i отдельных ЧПК могут определяться по разным методикам. Наиболее эффективно нахождение коэффициентов важности ЧПК на основе информации, содержащейся в значениях самих ЧПК для выборки оцениваемых вариантов ЭМ. Такая возможность основана на определении по экспериментальным данным относительных вкладов ЧПК, отнормированных к одному масштабу и диапазону изменения, в метрику l_i . В этом случае коэффициенты важности α_i определяются в соответствии с рекомендациями [3].

$$\alpha_i = \frac{(y_i^0)^2}{[m^2(y_i) + \sigma^2(y_i)] \sum_{k=1}^n \frac{(y_k^0)^2}{m^2(y_k) + \sigma^2(y_k)}}, \quad (7)$$

где $y_{i,k}^0$ — требуемые по ТЗ значения ЧПК.

Значения ОКЭ для сравниваемых ЭМ с учетом весовых коэффициентов ЧПК в матричной форме имеют вид

$$l_i = l(\bar{C}_i, \bar{C}_0) = \sqrt{\bar{y}_{jh} A R^{-1} A (\bar{y}_{jh})^T}, \quad (8)$$

где \bar{y}_{jh} — вектор-строка отнормированных значений ЧПК для j -го варианта ЭМ; A — матрица весовых коэффициентов; R^{-1} — ковариационная матрица значений ЧПК.

В настоящих исследованиях ЭМ с КЭУ в качестве ЧПК использовались показатели, учитывающие выполнение предъявленных к электромобилю требований. Среди них эксплуатационные (длина пробега, транспортная работа за пробег, производительность), экономические (затраты на топливо, затраты на аккумуляторную батарею, включая расходы на электроэнергию), энергетические — (расход топлива, расход электроэнергии и расход условного топлива), а также экологические — обобщенный показатель приведенных массовых выбросов токсичных веществ.

Исследования осуществлялись путем анализа эффективности вариантов ЭМ с КЭУ по ОКЭ в различных городских эксплуатационных условиях движения, которые имитировались заданием различных ездовых циклов, включая циклы НАМИ — 1 и 2. Варьируемыми параметрами, определяющими режимы работы электропривода и двигателя внутреннего сгорания при заданной логике их управления, являлись вид зависимости $v(t)$ и время подключения к приводу ДВС на фазе разгона.

Значения ОКЭ, полученные для ЭМ с КЭУ по параллельной схеме, показывают, что при определенных условиях эффективность последнего может быть сопоставима и даже выше эффективности автомобиля (табл. 2).

«Чистый» ЭМ и ЭМ с КЭУ по последовательной схеме значительно уступает лучшим вариантам ЭМ с КЭУ по параллельной схеме, причем наихудшим из всех является ЭМ с КЭУ по последовательной схеме, использующий стратегию управления — нулевой баланс энергии АБ в цикле движения.

В то же время расчеты ОКЭ при заданных суточных пробегах $L_3 = 60$ км и $L_3 = 240$ км показали, что в первом случае наибольшую эффективность имеет ЭМ с АБ, а во втором — автомобиль с ДВС.

Установлено, что ЭМ с КЭУ имеет высокую эффективность, превышающую в ряде случаев эффективность автомобиля, лишь при следующей логике управления энергоисточниками. Вначале осуществляется разгон ЭМ от электропривода, затем электропривод работает совместно с ДВС (при ведущей роли ДВС). Движение электромобиля с установленнойся скоростью осуществляется от двигателя внутреннего сгорания.

Однако достаточная эффективность ЭМ обеспечивается в том случае, если система управления может реализовать соответствующие алгоритмы управления. Последнее обусловлено сложностью взаимозависимостей рациональных режимов работы электропривода и ДВС и внешних условий. В частности, на рис. 6 представлены зависимости параметров графика разгона и скорости, при которой осуществляется подключение ДВС к приводу, от максимальной скорости разгона для вариантов ЭМ с КЭУ, имеющих наибольшую эффективность по ОКЭ. Некоторые из

Таблица 2

Транспортное средство	Условия движения	Значение ОКЭ	
		$L_3 = 120$ км	$L_3 = 230$ км
Автомобиль РАФ	НАМИ-2 ($T_y = 19$ с)	0,851	0,627
Электромобиль с АБ	НАМИ-1 ($T_y = 55$ с)	0,980	1,078
Электромобиль с КЭУ (последовательная схема)	$T_y = 55$ с	0,836	0,634
ограниченный пробег	$T_y = 55$ с	1,455	1,074
с нулевым балансом энергии АБ	$T_y = 0$	0,759 \div 1,811	0,604 \div 1,596
Электромобиль с КЭУ (параллельная схема)	$T_y = 19$ с	0,662 \div 1,017	0,52 \div 0,887
	$T_y = 55$ с	0,567 \div 0,803	0,437 \div 0,726

Здесь T_y — время движения с установленнойся скоростью; L_3 — заданный суточный пробег транспортного средства.

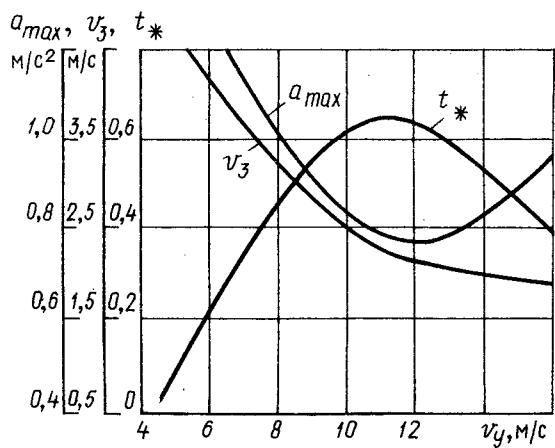


Рис. 6. Взаимозависимости параметров графиков разгона (максимальное ускорение a_{max} , относительное время t^* перехода линейной функции $v(t)$ в экспоненциальную) от конечной (установившейся) скорости разгона v_y для ЭМ, имеющего наибольший ОКЭ; v_3 — скорость ЭМ, при которой осуществляется подключение ДВС

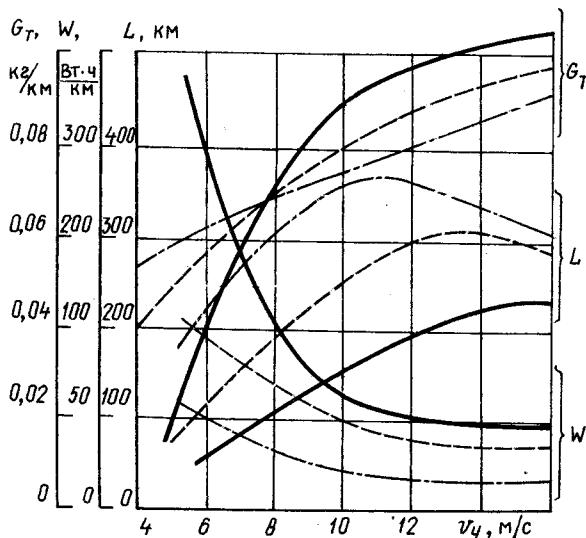


Рис. 7. Зависимости удельного расхода топлива G_T , электропотребления W и пробега L от конечной скорости разгона v_y и вида испытательного цикла: — $T_y=0$; - - - $T_y=19$ с (НАМИ-2); - - - - $T_y=55$ с (НАМИ-1)

основных технико-экономических показателей ЭМ с КЭУ, которые могут быть получены при реализации этих взаимосвязей показаны на рис. 7.

Результаты исследований позволили определить также параметры режимов работы отдельных элементов электрооборудования и их законов управления. Например, установлено, что средний ток разряда АБ при движении в различных условиях не должен превышать значения 1,1—

1,3 номинального. Управление электродвигателем при разгоне и низких конечных скоростях ($v_y = 2,5—5,56$ м/с) целесообразно осуществлять с обратной связью по скорости, а при более высоких их значениях в первой зоне регулирования (напряжением на якоре ТЭД) с обратной связью по току якоря, а во второй (ослаблением магнитного потока) — по скорости. Причем интенсивность разгона должна также меняться ($a_{max} = 1,4—1,6$ м/с² — при $v_y = 2,5—5,56$ м/с и $a_{max} = 1,1—0,9$ м/с² при увеличении v_y), а график разгона должен меняться от экспоненциальной зависимости $v(t)$ (при $v_y = 2,5—5,56$ м/с) до сложной функции, состоящей из линейной части и экспоненты.

Состояние современной микропроцессорной техники обеспечивает возможность реализации в ЭМ с КЭУ необходимых алгоритмов.

Выводы. 1. Оценку эффективности ЭМ целесообразно проводить по критерию расстояния между рассматриваемым вариантом электромобиля и его идеальным образцом в многомерном маxалонобисовом пространстве его предварительно нормированных и унифицированных зависимых показателей.

Рассмотренная методика комплексной оценки эффективности позволяет сравнительно просто оптимизировать параметры и режимы работы элементов ЭМ на ранних стадиях проектирования с учетом всей совокупности известных эксплуатационных, экономических, технических и экологических показателей, а также определять соответствующие этим режимам законы управления.

2. Исследованиями установлены условия, при которых эффективность ЭМ с КЭУ по параллельной схеме может быть не хуже и даже выше автомобиля.

3. Разработанный теоретический аппарат, включающий методику моделирования и комплексной оценки эффективности, может быть использован для анализа и оптимизации режимов и формирования законов управления широкого класса автономных транспортных средств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Shepherd C. M. Design of primary and secondary cells. An equation describing battery discharge. — J. Electrom. Soc., 1965, 112 (7), pp. 657—644.
2. Комплексная оценка привода электромобилей / Б. И. Петленко, А. П. Свиридов, В. Г. Усков и др. — В кн.: Повышение эффективности систем электрооборудования подвижного состава автомобильного транспорта. — Сборник научн. трудов МАДИ. — М.: 1986.
3. Усков В. Г. Разработка метода оценки качества сложных объектов: Автoreферат диссертации на степень канд. техн. наук. — М., 1984.

Особенности применения многофазных асинхронных двигателей в регулируемом приводе

БАБАЕВ М. Б., канд. техн. наук,
ГОЛУБЕВ А. Н., канд. техн. наук,
КОРОЛЕВ А. Н., канд. техн. наук
Ивановский энергетический институт

Проблема создания электропривода по системе ПЧ — АД имеет ряд принципиальных аспектов, решение которых определяет его технико-экономические характеристики и конкурентоспособность с другими видами приводов. Одним из главных аспектов является подход к его конструированию в целом. Анализ состояния разработок электропривода показывает, что в настоящее время в асинхронном ЭП часто используются либо серийные трехфазные АД, либо машины с незначительной доработкой, выполненные на базе серийных, не оптимизированных по регулировочным характеристикам.

Это является отражением одной из основных тенденций в современном приводе по системе ПЧ — АД, заключающейся в конструктивной неизменности одной из трех основных частей электромеханической системы — исполнительного двигателя —, и зависимости двух других — преобразователя частоты и системы управления — от требований к качественным показателям электропривода, что вынуждает применять более сложные решения в ПЧ и системе управления. Более того, такой подход заставляет «подстраивать» эти элементы ЭП под конкретный двигатель, что приводит к их дополнительным усложнениям, снижению надежности и, как следствие, к снижению конкурентоспособности асинхронного привода.

Подход к созданию регулируемого привода переменного тока с позиции полной конструктивной вариативности всех трех его составных частей позволяет применять более простые технические решения для отдельных компонентов ЭП путем перенесения ряда функций на другие компоненты, где их реализация связана с меньшими трудностями. Один из примеров осуществления данного направления — разработка вентильных приводов на базе специально конструируемых двигателей [1]. Поэтому вполне обоснованным является то, что в последние годы все большее число исследователей [2—4] указывает на необходимость использования в частотном приводе двигателей, специально разработанных для систем ПЧ — АД. Это обусловливает активный поиск модификаций АД, наиболее полно удовлетворяющих тем или иным требованиям регулируемого электропривода.

Одно из направлений разработок в данной области — использование в приводе по системе ПЧ — АД двигателей с числом фаз больше трех, что оказывает значительное влияние как на конструкцию ПЧ, так и на структуру системы управления приводом и позволяет получить ряд преимуществ перед трехфазным ЭП [5—11]. С увеличением числа фаз изменяется характер электромагнитных процессов в двигателе в связи с

влиянием числа фаз на гармонический состав поля в зазоре машины. С одной стороны, в спектре пространственных гармоник магнитной индукции в воздушном зазоре многофазного АД, образованных временными гармониками тока с порядковым номером меньше числа фаз, преобладают по значению гармоники индукции одного порядка с временными, т. е. врачающиеся в воздушном зазоре с синхронной скоростью [2]. При этом взаимодействие гармоник тока и потока одного порядка создает на валу машины дополнительные постоянные составляющие момента.

С другой стороны, повышение порядка и снижение амплитуды гармоник, движущихся в зазоре со скоростью, отличной от синхронной, снижает требование к качеству формы кривой напряжения на выходе инвертора. Это позволяет при питании многофазного АД несинусоидальным напряжением значительно уменьшить пульсации момента и скорости по сравнению с трехфазным двигателем при той же форме напряжения и в целом изменить подход к формированию электромагнитных процессов в двигателе с помощью системы управления.

Наряду с изменением характера электромагнитных процессов увеличение числа фаз позволяет уменьшить токовую нагрузку на силовой коммутатор, что упрощает его реализацию и расширяет диапазон мощностей электроприводов при заданной номенклатуре силовой полупроводниковой техники.

Изменение числа фаз позволяет влиять на частоту и амплитуду пульсаций тока на входе инвертора, улучшая электромагнитную совместимость привода с источником питания при ограниченной мощности последнего. Изменение числа фаз влияет на надежность силовой части электропривода за счет того, что АД оказывается работоспособным при выходе из строя (обрыве) одной или даже нескольких фаз, поскольку при этом в нем продолжает создаваться врачающееся магнитное поле. Наконец, увеличение числа фаз двигателя уменьшает уровень шумов, вибраций и помех от ЭП.

Достоинства многофазного асинхронного электропривода делают необходимым проведение тщательных исследований в этом направлении, которые позволили бы определить наиболее перспективные области его применения. Кроме того, полная конструктивная вариативность АД требует разработки его САПР с учетом всех особенностей электромагнитных процессов. В то же время необходимо отметить, что проблема эта изучена в настоящее время недостаточно.

Одна из характерных особенностей электромагнитных процессов в многофазном АД заключается в ярко выраженной несинусоидаль-

ности распределения магнитной индукции в воздушном зазоре. Заметное отличие формы поля от синусоидальной позволяет сделать заключение о том, что использование общепринятого допущения о синусоидальном характере распределения магнитной индукции в воздушном зазоре для исследования многофазных АД [1, 4] приводит к значительному искажению действительной картины электромагнитных процессов в них.

На основе математической модели многофазного АД [8] и разработанных методик расчета параметров двигателя и его магнитной цепи в условиях несинусоидальности магнитной индукции и нелинейности кривой намагничивания электротехнической стали в Ивановском энергетическом институте была разработана диалоговая программа электромагнитного расчета m -фазных асинхронных двигателей при любой форме питающего напряжения с учетом несинусоидальности магнитной индукции в воздушном зазоре и вариаций сопротивлений обмоток для каждой гармоники тока. Вследствие значительного отклонения формы магнитного поля в воздушном зазоре машины от синусоидальной, расчет потерь в стали ведется с учетом магнитного поверхностного эффекта на основе использования комплексной магнитной проницаемости. Программа объемом 4300 операторов языка *PL/I* реализована на ЭВМ ЕС-1060. Экспериментальная проверка результатов расчета ряда двигателей показала, что, например, ошибка в определении действующего значения тока фазы статора не превышает 4 %, мгновенного значения — 15 %.

По разработанной программе были проведены расчеты двигателей с разным числом фаз при разных формах питающего напряжения: при синусоидальном напряжении и напряжении, получаемом на фазе АД при 180° -м управлении ключами автономного инвертора (без учета коммутационных процессов). В последнем случае график напряжения во времени получается по форме прямоугольным за вычетом гармоник, кратных числу гальванически связанных фаз, что имеет место в самых простых по конструкции инверторах. В более сложных инверторах (с широтно-импульсной модуляцией и т. д.) форма напряжения на фоне АД может быть приближена к синусоидальной. Таким образом, рассматриваемые в дальнейшем две предельные формы напряжения, упомянутые выше, представляют наибольший интерес с практической точки зрения. Для удобства сравнения двигателей параметры статора и ротора у АД с разным числом фаз одинаковы и взяты теми же, что и у трехфазной машины. Основные результаты расчетов двигателей при номинальной частоте приведены на рис. 1, 2 и в табл. 1 и 2 (в табл. 1 — данные для АД 4A250M4УЗ, 90 кВт, 1500 об/мин, 15 фаз; в табл. 2 — для АД 4A180M2УЗ, 30 кВт, 3000 об/мин). При сравнении более подробно рассмотрим следующие три случая.

1. *Трехфазный и многофазный АД при синусоидальном питании.* Ток статора многофазного АД и потери в обмотке статора меньше по сравнению

Таблица 1

Номер временной гармоники μ	Параметр				
	$U_{1\mu}/U_{11}$	$I_{1\mu}/I_{11}$	$\cos \varphi_{1\mu}$	$P_{1\mu} \%$	$\eta_{1\mu} = P_{2\mu}/P_{1\mu}$
1	1	1	0,936	97,703	0,940
5	0,200	0,244	0,344	1,752	0,863
7	0,143	0,163	0,190	0,461	0,802
11	0,0909	0,087	0,069	0,057	0,625
13	0,0769	0,067	0,051	0,027	0,487

Примечание. $P_{1\mu}$ — потребляемая активная мощность μ -й гармоники; $P_{2\mu}$ — мощность на валу от μ -м гармоники; при расчете мощностей в процентах все дополнительные потери в стали и основные потери в стали на гистерезис были включены в потери от первой гармоники; механические, вентиляционные и дополнительные потери при нагрузке не учитывались.

Таблица 2

Номер пространственной гармоники γ	Эквивалентные электромагнитные постоянные		
	3×3	18×3	18×9
1	0,01130	0,00836	0,00846
3	—	—	0,00828
5	—	0,00784	0,00786
7	—	0,00713	0,00716
11	—	0,00581	0,00584
13	—	0,00536	0,00538

с трехфазным во всех режимах. Потери в меди статора на холостом ходу меньше на 6—23 % в зависимости от исполнения машины, номинальные — на 6—10 %. Это обусловлено более высоким обмоточным коэффициентом и лучшим использованием обмотки многофазной машины, а также некоторым снижением проводимости дифференциального рассеяния.

Необходимо подчеркнуть, что при переходе на диаметральный шаг увеличивается относительная длина лобовой части обмотки по сравнению с пазовой и, следовательно, относительная доля потерь в лобовых частях обмотки, что несколько скрадывает энергетические преимущества многофазного АД. Это особенно рельефно проявляется в двигателях общепромышленного исполнения, в которых до половины (и более в двигателях малой мощности или при несинусоидальном питании) номинальных потерь составляют потери в обмотке статора. В результате этого к.п.д. многофазного двигателя увеличивается всего на 0,2—0,8 %, коэффициент мощности — на 1,1—2,1 %, перегрузочная способность возрастает в 1,2—1,5 раза.

2. *Многофазный АД при синусоидальном и несинусоидальном питании (соединение обмотки статора в тройки фаз).* Проведенные расчеты показывают, что при переходе в многофазном АД на несинусоидальное напряжение с той же амплитудой первой гармоники происходит увеличение амплитуды магнитной индукции в воздушном зазоре примерно на 5 % и снижение коэффициента мощности первой гармоники в среднем на 2 %. Для обеспечения сопоставимости далее будем сравнивать многофазные АД с одинаковым

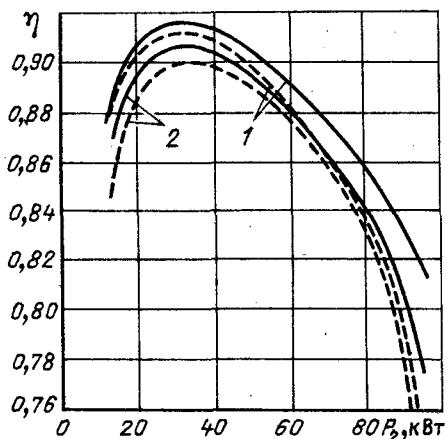


Рис. 1. Коэффициент полезного действия двигателя 4A180M2УЗ при разном числе фаз и изменении мощности на валу до $3P_n$:

— 18-фазный АД, соединение в тройки фаз ($m=18$, $N=3$); — 3-фазный АД; 1 — синусоидальное напряжение; 2 — прямоугольно-ступенчатое напряжение

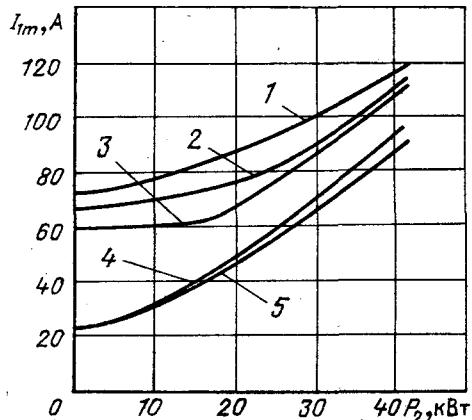


Рис. 2. Амплитудное значение тока фазы статора (приведенного к 18-фазному АД) двигателя 4A180M2УЗ:

1 — $m=18$, $N=9$, несинусоидальное напряжение; 2 — $m=18$, $N=3$, несинусоидальное напряжение; 3 — $m=3$, несинусоидальное напряжение; 4 — $m=3$, синусоидальное напряжение; 5 — $m=18$, $N=3$, синусоидальное напряжение

насыщением магнитной цепи, то есть с разным числом витков обмотки статора.

На холостом ходу потери в обмотке статора многофазного АД при переходе на несинусоидальное напряжение возрастают примерно в 2 раза, в номинальном режиме — на 15—22 %. Потери в обмотке ротора на холостом ходу практически отсутствуют при всех формах питающего напряжения, номинальные потери возрастают при несинусоидальном напряжении на 8—10 %.

При переходе на несинусоидальное напряжение потери в стали многофазного АД вследствие появления высших гармоник магнитной индукции возрастают за счет увеличения потерь от вихревых токов на 10—25 %.

При увеличении действующего значения номинального фазного тока при несинусоидальном питании на 2—5 % максимальное возрастает на 20—30 %. Как указывалось ранее, в многофазных АД имеет место полезное использование высших гармоник тока, однако к.п.д. и особенно резко коэффициент мощности высших гармоник падают с ростом их порядкового номера (см. табл. 1).

Расчеты показывают, что к.п.д. при несинусоидальном напряжении падает на 0,3—1,5 %, коэффициент мощности — на 3—5 %, коэффициент мощности первой гармоники возрастает на 0,2—0,5 %. Вследствие уменьшения первой гармоники магнитной индукции, что вызвано необходимостью указанного получения одинакового насыщения магнитной цепи, перегрузочная способность АД при несинусоидальном питании снижается на 10—15 %.

3. *Многофазный АД при несинусоидальном питании (соединение обмотки в тройки фаз) и трехфазный при синусоидальном.*

При одинаковом насыщении магнитной цепи потери в обмотке статора многофазного АД на холостом ходу больше на 60—80 %, в номинальном режиме — на 5—6 %, потери в обмотке

ротора в номинальном режиме больше на 4—8 %, потери в стали — на 12—15 %. Действующее значение номинального тока выше в многофазном АД на 1,3—2 %, максимальное — на 18—22 %.

У многофазной машины к.п.д. оказывается ниже на 0,4—0,8 %, коэффициент мощности — на 4—4,5 %, коэффициент мощности первой гармоники лучше на 1,5—2,5 %, перегрузочная способность выше на 10—40 %.

В целом энергетические показатели многофазного АД при несинусоидальном питании хуже, но приближаются к показателям трехфазного АД при синусоидальном, а в разомкнутой системе ЭП при нагрузках, превышающих номинальную в 2—3 раза, значительно их превосходят (см. рис. 1).

Поскольку для ряда регулируемых ЭП большое значение имеют переходные процессы, была проведена оценка динамических показателей двигателей с разным числом фаз. Общеизвестно, что преимущества АД в динамике определяются его высокой перегрузочной способностью, а также малым значением электромагнитных и электромеханических постоянных времени. В этом плане, как отмечено ранее, многофазные АД имеют преимущества, так как их перегрузочная способность превосходит ее значение у трехфазных. Электромеханические постоянные АД с одинаковыми роторами равны. Однако эквивалентная электромагнитная постоянная [16] у многофазного АД меньше (см. табл. 2), причем при рассмотрении отдельных гармоник значение постоянной уменьшается с ростом их порядкового номера. При подаче напряжения на многофазный АД момент на валу от высших гармоник нарастает быстрее, чем от первой, что имеет немаловажное значение в динамике, увеличивая скорость нарастания суммарного полезного момента.

При комплексном подходе к анализу энергетических и динамических показателей системы ПЧ — АД необходимо рассматривать и вопрос

об энергетической совместимости электропривода и силового источника питания с учетом особенностей применения многофазного АД. Дискретность переключения силовых коммутаторов транзисторных и тиристорных инверторов приводит к импульсному потреблению энергии из сети. Помимо отрицательного влияния на другие потребители это негативно сказывается на характеристиках самой системы ПЧ — АД. С одной стороны, происходит искажение формы фазного напряжения в направлении ухудшения его гармонического состава, что накладывает отпечаток на энергетику АД; с другой стороны, необходимо использование слаживающего фильтра, служащего также для восприятия реактивной мощности, генерируемой АД, что в общем случае приводит к ухудшению массогабаритных и динамических показателей системы.

Анализ гармонического состава тока на входе инвертора I_n показывает, что его постоянная составляющая определяется однопорядковыми гармоническими μ тока статора и гармониками k коммутационной функции, а разнопорядковые гармонические, удовлетворяющие соотношению $\mu = k + 2mQ$,

где $Q = 1, 2, 3, \dots$ определяют переменную (пульсирующую) составляющую тока I_n с $2mQ$ -кратной частотой выходного напряжения инвертора.

При этом, если однопорядковые гармоники формируют односторонний поток энергии — от источника питания к АД, то гармонические при различных μ, k связаны с энергией, которая в общем случае может циркулировать между звеном постоянного тока и АД, т. е. реактивной энергией.

С ростом числа фаз происходит разрежение спектра гармонических тока I_n в направлении устранения из него гармонических μ , не равных k . Учитывая это, а также принимая во внимание общую тенденцию снижения амплитуд гармоник фазных токов с увеличением порядкового μ , можно сделать вывод об уменьшении пульсаций тока на входе инвертора и выброса невзаимомкомпенсируемой реактивной мощности из АД в звено постоянного тока. Последнее хорошо согласуется с [17], где показано, что уже практически с $m=12$ для питания многофазной системы «инвертор — АД» может быть использован источник с односторонней проводимостью.

Наглядным подтверждением указанной тенденции улучшения энергетической совместимости источника питания и АД с ростом числа фаз служат представленные на рис. 3 эпюры относительных пульсаций I_n^* (по отношению к постоянной составляющей I_n), полученные экспериментальным путем для АД мощностью $P_n = 0,32$ кВт при питании напряжением прямоугольно-ступенчатой формы с частотой 50 Гц. Осциллограммы сняты при постоянном моменте нагрузки и одинаковых действующих значениях фазных токов, т. е. при соответствующем снижении напряжения источника питания с увеличением m , что обеспечивает (при одинаковой ча-

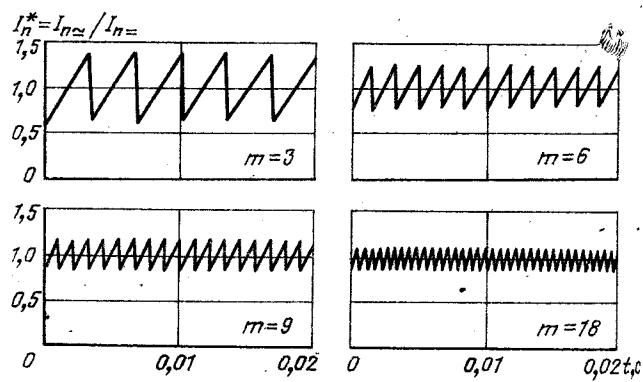


Рис. 3. Эпюры относительных пульсаций тока на входе инвертора при числе фаз АД $m=3, 6, 9, 18$ и частоте выходного напряжения ПЧ $f=50$ Гц

стоте фазного напряжения) примерное сохранение потребляемой мощности.

Анализ представленных осциллограмм показывает, что амплитуда пульсаций I_n с ростом m снижается по гиперболической функции, что наглядно демонстрируют кривые на рис. 4. Обобщая вышесказанное, можно сделать вывод, что увеличение числа фаз приводит к снижению размаха и повышению частоты пульсаций тока на входе инвертора; уменьшается выброс энергии в звено постоянного тока, т. е. повышается эффект взаимокомпенсации реактивной мощности внутри АД. В этой связи, учитывая, что размеры фильтра в звене постоянного тока зависят от значения и частоты пульсаций тока на входе инвертора, а также находятся в прямой зависимости от его энергоемкости, определяемой уровнем циркуляции энергии между источником питания и АД, можно говорить об улучшении с ростом числа фаз массо-габаритных характеристик фильтра. При этом, поскольку параметры фильтра непосредственно влияют на динамику электропривода, можно сделать вывод об улучшении последней при переходе на многофазный вариант системы.

Таким образом, анализируя полученные показатели в целом, можно отметить, что энергетические характеристики и перегрузочная способность многофазного АД превосходят соответствующие показатели трехфазного, что имеет место при питании двигателей любым напряжением одинаковой формы. Энергетические показатели многофазного АД при несинусоидальном питании хуже, но приближаются к соответствующим показателям трехфазного АД при синусоидальном, а при нагрузках, в 2–3 раза превышающих номинальную, значительно их превосходят. По динамическим показателям многофазные системы также превосходят трехфазные. Это позволяет сделать заключение о перспективности использования многофазных АД в регулируемом приводе по системе ПЧ — АД. Однако в целом необходимо констатировать, что число фаз двигателя должно использоваться как параметр оптимизации характеристик электропривода. В одних случаях высокие показатели привода могут быть по-

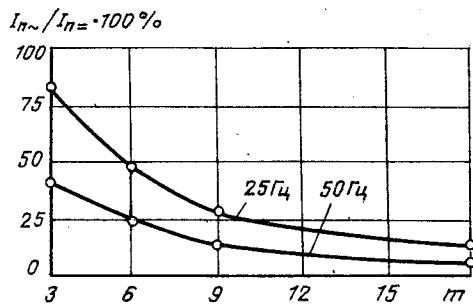


Рис. 4. Зависимости относительных пульсаций тока на входе инвертора от числа фаз АД при частоте выходного напряжения ПЧ 50 и 25 Гц

лучены при использовании двух или трехфазного АД, в других использование многофазного АД становится более выгодным (или даже единственно возможным, например, для получения малого уровня электромагнитных шумов).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Копылов И. П. Электрические машины.— М.: ЭнергоАтомиздат, 1986.
2. Загорский А. Е. Электродвигатели переменной частоты.— М.: Энергия, 1975.
3. Загорский А. Е., Шакарян Ю. Г. Управление переходными процессами в электрических машинах переменного тока.— М.: Энергоатомиздат, 1986.
4. Радин В. И., Брускин Д. Э., Зорохович А. Е. Электрические машины: Асинхронные машины / Под ред. И. П. Копылова.— М.: Высш. шк., 1988.
5. Бражников В. Ф., Соустин Б. П. Теория установившихся электромагнитных процессов в многофазном асинхронном инверторном электроприводе. Ч. 2, Ч. 3.— Красноярск: Изд-во Красноярск. университета, 1984, 1985.
6. McLean G. W., Nix G. F., Alwash S. R. Performance and design of induction motors with square-wave excitation.— Proc. IEE, 1969, vol. 116, N 8, p. 1405—1411.
7. Jahns J. M. Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase—drive units.— IEEE Trans. on Industry Applications, 1980, vol. 1A-16, N 3, May/June.
8. Лившиц М. И., Королев А. Н., Бабаев М. Б. Математическая модель установившегося режима и схема замещения многофазного асинхронного двигателя.— Электротехника, 1990, № 8.
9. Ferraris P., Lazzari M. Phase number and their related effects on the characteristics of inverter fed induction motor drives.— IEEE Ind. Appl. Soc. 18-th Annu. Meet., 3—7 Oct. 1983. Conf. Rec., New York.— N.-Y., 1983, p. 494—502.
10. Асинхронные двигатели с большим числом фаз.— ЭП.
11. Королев А. Н., Голубев А. Н. Модель многофазного асинхронного электродвигателя как элемента системы автоматического управления.— Микропроцессоры и устройства автоматики в системах управления электроприводами.— Иваново: ИвГУ, 1983.
12. Рихтер Р. Обмотки машин переменного и постоянного токов. Пер. с нем.— Л.— М.: Энергоиздат, 1933.
13. Турбогенератор мощностью 1200 МВт, 3000 об/мин / И. А. Глебов, Я. Б. Данилевич, Л. В. Курилович и др.— Электротехника, 1978, № 3.
14. Хуторецкий Г. М., Воронов Г. Г. Схемы замещения, диаграммы и параметры шестифазного неявнополюсного генератора.— Электротехника, 1982, № 11.
15. Королев А. Н. Аппарат приведенных спектральных векторов для анализа и синтеза многофазных асинхронных электромеханических систем.— Исследование электромагнитных процессов в энергетических установках.— Иваново: ИвГУ, 1988.
16. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, И. С. Кузнецов и др.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
17. Тонкаль В. Е., Гречко Э. И., Бухинский С. И. Многофазные автономные инверторы напряжения с улучшенными характеристиками.— Киев: Наукова думка, 1980.

[30.10.90]

Сообщения

УДК 621.315.2.016.2.09.001.2

Токи разряда емкостного накопителя на поврежденную кабельную линию

ПЛАТОНОВ В. В., БЫКАДОРОВ В. Ф., ПИРОЖНИК А. А., ХЛЕБНИКОВ С. Д.

Новочеркасский политехнический институт

Исходные предпосылки. Рассматриваемые процессы относятся к акустическому методу отыскания повреждений в кабельных линиях 6, 10 и 35 кВ. Дефектное место выявляется по механическим смещениям грунта, сопровождающим электрические заряды емкостного накопителя энергии на поврежденный кабель.

Расчет процесса разряда необходим для определения количественных соотношений между параметрами накопителя и кабельной линии, обеспечивающих достаточный уровень энергии «электрического взрыва», порождающего ударную волну. Имеющиеся в литературе сведения о разрядных токах в длинных кабельных линиях не отражают существенных особенностей рассматриваемых здесь процессов и для практического использования в данном случае непригодны. Разработке расчетной методики предшествовали обширные измерения токов, напряжений, электрической энергии и механических деформаций при разряде накопителя на дефектное место кабеля. Проводились как лабораторные исследования на коротких отрезках кабелей, так и натурные испытания на кабельных линиях.

На рис. 1 приведена типичная осциллограмма разрядного тока, напряжения на дуге и величины упругой деформации оболочки кабеля (разряд «жила — оболочка», повреждение закрытое).

Процесс разряда развивается следующим образом. После срабатывания коммутатора первоначально происходит перераспределение заряда между накопителем и кабельной линией за время, соответствующее однократному пробегу волны до места повреждения. После пробоя изоляции и возникновения в месте поврежде-

ния электрической дуги с малым переходным сопротивлением в системе возникают одновременно два переходных процесса: «быстрый» — связанный с затуханием электромагнитной волны за счет многократного пробега вдоль поврежденного участка линии, и «медленный» — обусловленный колебаниями в контуре, созданном емкостным накопителем и эквивалентными параметрами кабельной линии. Энергетические соотношения между быстрым и медленным процессами определяются в основном длиной кабельной линии. Быстрый процесс становится существенным при длине кабельной линии свыше 10 км. Большинство (до 90 %) кабельных линий имеют длину до 2 км, а расстояние от конца кабеля до места повреждения не превышает 1 км. Для таких линий медленный процесс в энергетическом отношении является определяющим, так как уровни тока и продолжительность его в несколько раз превышают быстрый процесс.

Сформулируем экспериментальные факты, являющиеся исходными предпосылками последующих расчетов:

1. Переходный ток разряда имеет характер высокочастотного затухающего синусоидального импульса. Продолжительность разряда t_p составляет 10^{-4} — 10^{-2} с при скважности 1—3 с.

2. Начало процесса разряда в месте повреждения сопровождается кратковременным волновым процессом перераспределения электрической энергии между накопителем и кабелем. Время волнового процесса t_w по крайней мере на порядок меньше времени электрического разряда, причем с увеличением длины кабеля число повторных пробегов волны сокращается из-за большого затухания. Это время составляет 10^{-6} — 10^{-4} с.

3. Электровзрыв при разряде вызывает упругую деформацию оболочки кабеля апериодического характера. Наибольшая деформация σ_{max} наблюдается примерно через 100—200 мкс после начала разряда; это время t_y сохраняется в основном постоянным при многократных пробоях, несмотря на развитие внутренних разрушений изоляции кабеля и зависит от конструкции кабеля и вида повреждения.

4. Напряжение на электрической дуге в процессе разряда на открытый промежуток имеет вид прямоугольной периодической функции, а при разряде с неизменной оболочкой — вид трапецидальной функции с понижающейся амплитудой.

Расчетная схема замещения. На рис. 2, а изображена электрическая схема системы «накопитель — кабельная линия» с учетом всех параметров, влияющих на процесс разряда в месте повреждения. Здесь C_h , R_h — сосредоточенные параметры разрядной уста-

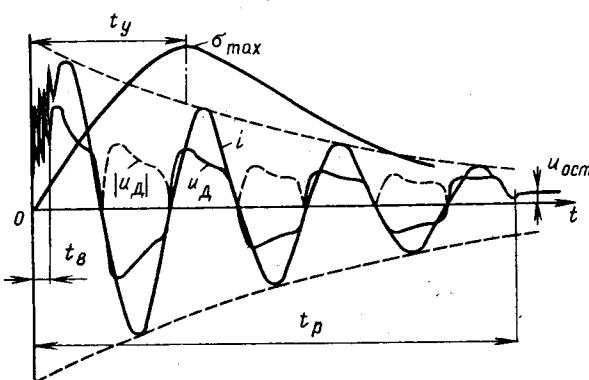


Рис. 1. Характерные осциллограммы тока, напряжения на дуге и механического смещения оболочки кабеля при разряде накопителя на повреждение «жила — оболочка»

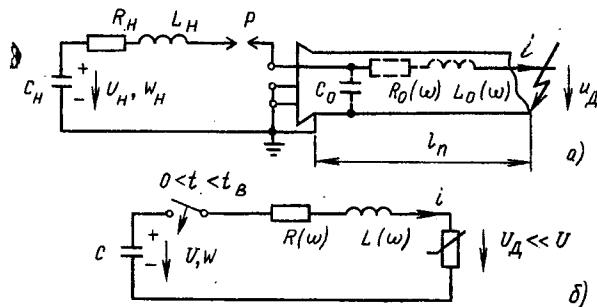


Рис. 2. Исходная система «накопитель — кабельная линия» (а) и схема замещения (б) для расчета разрядного тока при $C = C_h + C_0 l_n$; $R = R_h + R_0 l_n$; $L = L_h + L_0 l_n$; $U = U_h C_h / C$; $W = W_h C_h / C$

новки. Важнейшим параметром является емкость накопителя C_h , параметры L_h , R_h сравнительно невелики и играют заметную роль только при малых длинах кабеля ($l_n \approx 10^2$ м).

Поврежденный участок кабельной линии — это цепь с распределенными параметрами и заданными удельными характеристиками C_0 , L_0 , R_0 . Следует особо подчеркнуть, что эти характеристики в данном случае не есть параметры кабельной линии в ее нормальному эксплуатационном режиме, а соответствуют специфическим режимам разряда накопителя при замыкании типа «жила — оболочка» (ж — о) или замыкании типа «жила — жила» (ж — ж) и требуют специального расчета. Учитывая, что разрядный ток имеет вид высокочастотного колебательного импульса, а силовой кабель представляет собой систему массивных близко расположенных проводников, заключаем, что удельные индуктивность и активное сопротивление кабеля должны быть заданы частотными характеристиками $L_0(\omega)$ и $R_0(\omega)$ в диапазоне частот, соответствующем спектральному составу импульсов тока. Емкость C_0 можно считать не зависящей от частоты.

Электрическая дуга, возникающая при пробое, является нелинейным элементом цепи. Однако величина электрического сопротивления дуги несизмеримо мала по сравнению с эквивалентным сопротивлением всех других элементов системы даже при весьма коротких длинах кабеля l_n . Поэтому нелинейность дуги можно исключить из расчета разрядного тока и учитывать только при энергетических расчетах. Заметим, однако, что и в линейном варианте анализ переходного процесса в полной схеме рис. 2, а представил бы серьезные трудности из-за наличия длинной линии с большими потерями и частотной зависимостью параметров.

На основании экспериментальных данных возможны следующие упрощения:

исключить из детального рассмотрения быстрый волновой процесс; его существенный результат — перераспределение напряжения и энергии между накопителем и кабельной линией можно легко получить из обобщенного закона коммутации;

рассчитывать медленный переходный процесс в схеме с сосредоточенными параметрами при непременном учете частотных характеристик кабеля.

Подобный подход означает замену кабельной линии Г-образной схемой замещения с выносом эквивалентной емкости кабеля $C_k = C_0 l_n$ на входные зажимы. При этом включение емкости накопителя C_h с начальным напряжением U_h через малые параметры R_h и L_h на незаряженную емкость кабеля приводит к «мгновенному» изменению напряжения на общей емкости $C = C_h + C_k$ до величины $U = U_h C_h / C$, так как по обобщенному закону коммутации скачком не изменяет-

ся только общий заряд системы: $q(0^-) = q(0^+)$, причем $q(0^-) = C_h U_h$, $q(0^+) = (C_h + C_k) U$.

Шунтирующее действие ветви с $R_k = R_0 l_n$ и $L_k = L_0 l_n$ еще не успевает сказываться вследствие значительной индуктивности кабельной линии. Эта ветвь схемы замещения начинает играть определяющую роль после окончания быстрого процесса.

Отметим, что неизменность заряда системы вовсе не означает неизменности запасенной энергии. Быстрый процесс сопровождается рассеянием энергии, так как начальная энергия накопителя $W_h = C_h U_h^2 / 2$, а после распределения общая энергия, запасенная в электрическом поле системы $W = (C_h + C_k) U^2 / 2 = W_h C_h / (C_h + C_k)$, таким образом, при малой емкости C_h подключение кабельной линии значительной протяженности приведет к потере большой доли первоначальной энергии накопителя.

Для расчета медленного процесса применяется схема замещения на рис. 2, б. Здесь C — эквивалентная емкость системы, заряженная до напряжения $U < U_h$, разряжается на RL -цепь, причем в эквивалентные параметры $R(\omega)$, $L(\omega)$ внесены параметры разрядной установки ($R = R_h + R_k$; $L = L_h + L_k$). Дальнейшее несущественное упрощение заключается в приведении полученного контура к нулевым начальным условиям с целью приведения к стандартной RLC -цепи, находящейся под воздействием ступенчатого напряжения $U(t) = U \cdot 1(t)$.

Как отмечалось выше, частотные характеристики кабеля $R_0(\omega)$, $L_0(\omega)$, считающиеся исходными данными при использовании спектрального метода, на самом деле должны быть предварительно рассчитаны. Такие расчеты были выполнены на кафедре электрических станций Новочеркасского политехнического института для основных марок кабелей до 35 кВ при возможных видах повреждения [(ж — о) — все кабели, (ж — ж) — кабели без отдельных оболочек для каждой жилы].

Следует отметить, что расчеты частотных характеристик трехжильных кабелей с общей оболочкой потребовали привлечения достаточного сложного математического аппарата и ЦВМ с большим объемом памяти¹.

На рис. 3 приведены удельные частотные характеристики различных кабелей на 6—35 кВ (масштаб частот логарифмический). Наибольшее изменение индуктивности за счет вытеснения магнитного поля из проводников наблюдается в диапазоне частот 0,1—5 кГц, особенно для кабелей с большими сечениями и близким расположением фазных жил (например, для кабеля 2 индуктивность уменьшается в 2,5 раза). После 10 кГц для всех марок кабелей внутренний магнитный поток оказывается практически вытесненным. Активное сопротивление кабеля начинает резко увеличиваться при частотах порядка единиц килогерц. Обратим внимание на значительные сопротивления кабелей со свинцовыми оболочками.

Методика расчета. Рассмотрим последовательную цепь $R(\omega)$, $L(\omega)$, C , включенную на ступенчатое напряжение $U(t) = U \cdot 1(t)$; частотные характеристики цепи считаем заданными.

Спектр напряжения легко получить предельным переходом из оперативного изображения затухающей экспоненты, так как $1(t) = \lim_{\alpha \rightarrow 0} e^{-\alpha t}$. Будем иметь

¹ Ю. К. Ершов, А. В. Шевченко, А. А. Лебедев, В. Ф. Быкаров. Расчет электромагнитных параметров силовых кабелей при несимметричных режимах / Электромеханика, 1990, № 8.

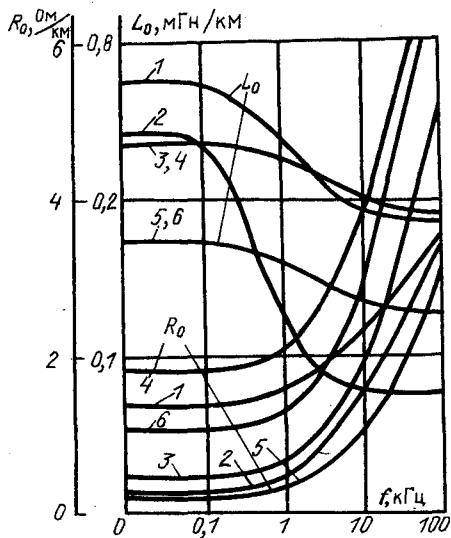


Рис. 3. Удельные частотные характеристики силовых кабелей при замыкании жилы на оболочку: 1 — ААШв, 6 кВ, 25 мм²; 2 — ААШв, 10 кВ, 240 мм²; 3 — АОАБ, 35 кВ, 120 мм²; 4 — АОСБ, 35 кВ, 120 мм²; 5 — ААГ, 35 кВ, 400 мм²; 6 — АСГ, 35 кВ, 400 мм²

В дальнейшем будем работать только с амплитудными спектрами; для напряжения имеем $|U(j\omega)| = U \frac{1}{\omega}$.

Модуль комплексного сопротивления контура

$$|Z(j\omega)| = \sqrt{R^2(\omega) - \left[\omega L(\omega) - \frac{1}{\omega C}\right]^2} = \\ = \sqrt{\omega^2 L^2(\omega) - \left[2 \frac{L(\omega)}{C} - R^2(\omega)\right] \omega + \frac{1}{\omega^2 C^2}}.$$

Амплитудный спектр тока

$$|I(j\omega)| = \frac{U \frac{1}{\omega}}{|Z(j\omega)|} = \frac{1}{\sqrt{\omega^4 L^2(\omega) - \omega^2 \left[\frac{2L(\omega)}{C} - R^2(\omega) \right] + \frac{1}{C^2}}} \quad (1)$$

По аналогии с линейным RLC -контуром, где R и L — постоянные, удобно использовать понятия «затухание δ , резонансная частота ω_0 , собственная частота ω_1 , характеристическое сопротивление R_c ». При этом величины $\delta(\omega)$, $\omega_0(\omega)$, $\omega_1(\omega)$, $R_c(\omega)$ будут иметь смысл текущих параметров, вычисляемых для каждого значения ω во всем диапазоне частот:

$$\delta(\omega) = \frac{R}{2L(\omega)}; \quad \omega_0(\omega) = \frac{1}{\sqrt{L(\omega)C}}; \quad \omega_1(\omega) = \sqrt{\omega_0^2(\omega) - \delta^2(\omega)}; \\ R_c(\omega) = \sqrt{\frac{L(\omega)}{C}}.$$

На рис. 4 для примера приведены частотные характеристики $\delta(\omega)$ и $\omega_0(\omega)$ для разрядного контура, содержащего километровый участок кабеля, при двух значениях емкости накопителя.

С использованием текущих параметров контура амплитудный спектр тока (1) путем преобразований приводится к форме

$$|I(j\omega)| = \frac{U}{\omega_1(\omega)L(\omega)} \frac{\omega_1(\omega)}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2(\omega))^2 + 4\delta^2(\omega)\omega^2}}. \quad (2)$$

В виде (2) спектр тока имеет наглядность для контура с постоянными R , L , C : первый сомножитель — это амплитуда переходного тока; второй сомножитель — спектр единичной функции $1(t)$.

Сравнение спектров тока, построенных по (2) с учетом «точных» частотных характеристик кабеля, а также при их линейных аппроксимациях, показало, что для реальных соотношений параметров контура в рабочих диапазонах частот имеют место только незначительные отличия. Это обстоятельство существенно облегчает анализ, позволяя в качестве базовых использовать спектры тока, рассчитанные для контуров с постоянными R , L , C , определенными для частоты контура.

Анализ разрядного тока. Рассмотрим деформацию амплитудного спектра тока при изменении затухания δ . Предварительно приведем (2) к безразмерной форме, удобной для сравнения графиков: введем относительные единицы $\delta^* = \delta/\omega_0$, $\omega^* = \omega/\omega_0$, $\omega_1^* = \sqrt{1 - \alpha^2}$ (ω_0 — базовая частота); при этом из (2) получится

$$|I_e(j\omega)| \omega_0 = \frac{\sqrt{1 - \delta^2}}{\sqrt{(\omega^2 - 1)^2 + 4\delta^2\omega^2}}. \quad (3)$$

На рис. 5 показано семейство спектров, рассчитанных по (3) для характерных значений затухания δ .

В качестве основного жирной линией выделен спектр единичного импульса тока $i_e(t) = 1 e^{-\delta t} \sin \omega_1 t$, проходящего по контуру при $\omega_0 = 3,14 \cdot 10^4$ с⁻¹ ($f_0 = 5$ кГц), $\delta_0 = 0,316$ ($\delta^2 = 0,1\omega_0^2$), $\omega_1 = 0,95$; эти параметры соответствуют разряду емкости $C_h = 10$ мкФ на кабель ААШв на напряжение 10 кВ сечением 240 мм² с затуханием, близким к предельно большому для всех кабелей с алюминиевой оболочкой. Штриховой линией показан точный спектр с учетом текущих частотных характеристик контура $\delta(\omega)$, $\omega_0(\omega)$; незначительные отличия от спектра при ω_0 , $\delta = \text{const}$ появляются только в зонах, удаленных от амплитуды спектра. Между тем, именно в зоне частот, близких к резонансной, содержится основная энергия импульса. По построенной кривой спектрального распределения энергии в импульсе $W_*(\omega)$, рассчитанной на основании теоремы

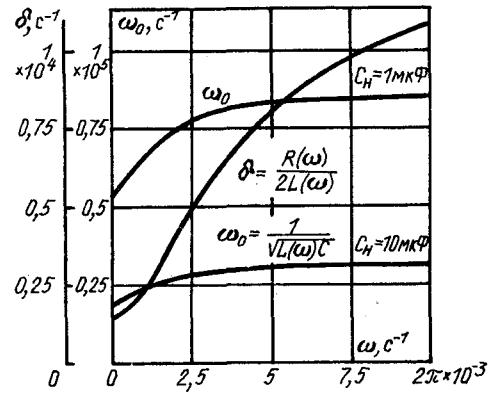


Рис. 4. Частотные характеристики разрядного контура, содержащего накопитель ($R_h = 0,5$ Ома, $L_h = 0,02$ Гн) и кабельную линию [1 км, ААШв, 10 кВ, 240 мм², замыкание (ж—о), $C_h = 0,399$ мкФ/км]

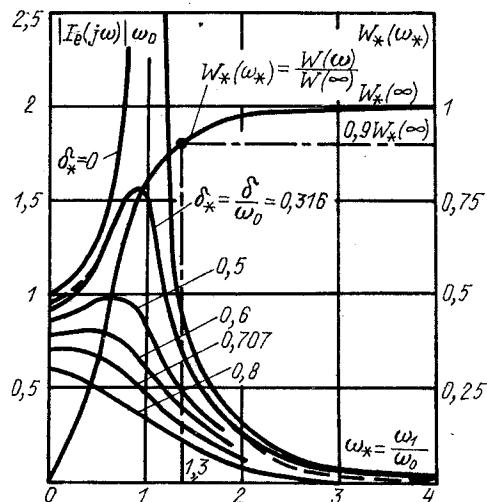


Рис. 5. Спектры импульсов разрядного тока в контуре «накопитель — кабельная линия» при различном затухании и спектральное распределение энергии при $\delta^* = 0,316$

Рейли для основного импульса $i_e(t) = 1e^{-0,316t} \sin 2,98t$, определена полоса частот, несущих 90 % энергии: $\Delta\omega_* = 0 \div 1,3$ (рис. 5). Данные расчета по точному и приближенному спектрам практически совпадают.

Для некоторых кабелей со свинцовой оболочкой при замыкании (ж — о) в контуре с емкостью $C_h = 20 \text{ мкФ}$ затухание может достигать $\delta = 0,5$. Эту величину можно считать наибольшей для всех кабельных линий с длиной поврежденного участка $l_n \leq 1 \text{ км}$. Чтобы исследовать деформацию амплитудно-частотной характеристики тока, на рис. 5 построены спектры и при более высоких затуханиях. Характерные точки спектров: амплитуда $|I_e(j\omega)|_{\max} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{2\delta}$, достигается при частоте $\omega_{2*} = \sqrt{1 - 2\delta^2}$; при частоте $\omega = 0$ имеет место $|I_e(j\omega)| = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{1 - \delta^2}$. Анализ спектров разрядных токов позволяет установить следующее.

1. Спектр токового импульса в контуре с реальными частотными характеристиками кабеля $R(\omega)$, $L(\omega)$ весьма близок к спектру импульса для контура с постоянными параметрами, полученными по частотным характеристикам при частоте соответствующей амплитуде спектра $\omega_2 = \sqrt{\omega_0^2 - 2\delta^2}$.

2. Соотношения между параметрами контура R , L , C для подавляющего большинства марок кабелей и емкости накопителя энергии $C_h = 1 \div 10 \text{ мкФ}$ таковы, что обеспечивается малость затухания δ по отношению к резонансной частоте ω_0 , так что разница между частотами ω_2 , ω_1 , ω_0 оказывается незначительной. При этом целесообразно полагать, что амплитуда спектра соответствует резонансной частоте, и для расчетов использовать числа $R(\omega_0)$, $L(\omega_0)$.

3. Основная часть энергии содержится в низкочастотной области спектра: 90 % энергии токового импульса несут частоты в полосе от 0 до $1,5\omega_0$ (для всех спектров на рис. 5). Этим определяется диапазон, в котором должны сниматься или рассчитываться частотные характеристики кабелей.

Для реального диапазона изменения емкости накопителя (5—20 мкФ) и длины кабельной линии до места повреждения 0,1—1,0 км в таблице приведены результаты расчета величин амплитуд, частот и коэф-

фициентов затухания разрядного тока. Расчет выполнен при опытных данных накопителя $R_h = 0,5 \text{ Ома}$, $L_h = 0,02 \text{ мГн}$ и $U_h = 10 \text{ кВ}$ для двух предельных по характеристикам марок кабеля.

Из таблицы следует, что четырехкратное увеличение емкости накопителя (при одинаковой длине линии) примерно вдвое увеличивает разрядный ток и настолько же уменьшает его частоту. А десятикратное увеличение длины поврежденного участка (при заданной емкости и энергии накопителя) уменьшает амплитуду и частоту тока примерно в 2,5—3,5 раза. Эти соотношения позволяют сделать вывод о том, что несмотря на сильную частотную зависимость параметров кабеля контур разряда все же близок к RLC -цепи с постоянными параметрами.

$C_h, \text{ мкФ}$	$l_n, \text{ км}$	$I_m, \text{ кА}$	$f_0, \text{ кГц}$	δ/ω_0
5	0,1	3,43/3,82	11,4/12,1	0,138/0,174
	1,0	1,56/1,65	4,58/5,36	0,204/0,279
20	0,1	6,98/7,88	5,56/5,92	0,24/0,274
	1,0	2,02/3,3	2,38/2,69	0,365/0,426

Примечание. В числителе указаны данные для кабеля ААШ (6 кВ, 25 мм^2), в знаменателе для кабеля АСТ (35 кВ, 400 мм^2).

Из таблицы также следует, что несмотря на значительное различие параметров кабелей указанных марок амплитуда и частота разрядного тока изменяются незначительно, хотя затухание тока проявляется сильнее для кабелей большего сечения и со свинцовой оболочкой. Все это свидетельствует о том, что для кабелей различных марок и напряжений (6—10—35 кВ) можно использовать один и тот же накопитель энергии.

Выводы. 1. Разряд емкостного накопителя энергии на поврежденную кабельную линию определяется совокупностью трех процессов: перераспределения заряда между накопителем и кабельной линией, быстрого переходного процесса, связанного с возникновением электромагнитных волн и медленного колебательного процесса, связанного с обменом энергии между емкостью накопителя и эквивалентными параметрами кабельной линии. Для большинства силовых кабельных линий определяющими в энергетическом отношении являются процесс перезаряда и медленный колебательный процесс.

2. Предложен метод расчета спектра разрядного тока при заданных частотных характеристиках кабеля с использованием в качестве текущих параметров коэффициента затухания и частоты контура. Показана возможность линейной аппроксимации этих параметров, что позволило свести задачу к расчету RLC -цепи с постоянными параметрами, включаемыми на ступенчатый импульс напряжения. Процесс перераспределения заряда учтен на основе обобщенного закона коммутации.

3. Для реальных параметров накопителя (5—20 мкФ) и длины кабельной линии различных марок до места повреждения 0,1—1 км рассчитаны амплитуда и частота разрядного тока, которые составили при $U_h = 10 \text{ кВ}$ соответственно 1,6—7,9 кА и 2,4—12 кГц. С увеличением емкости накопителя растет амплитуда тока и снижается частота колебаний. С ростом длины кабельной линии снижается амплитуда и частота тока разряда.

О самовозбуждении тяговых электродвигателей в схемах с полупроводниковыми вентилями

КАРИБОВ С. И., доктор техн. наук,
ПИЧХАДЗЕ И. П., канд. техн. наук,
ПУТКАРАДЗЕ Г. В., канд. техн. наук,
БОЛАШВИЛИ Д. Н., инж.

Развитие силовой полупроводниковой техники способствовало созданию различного рода схем, позволивших в значительной степени повысить тягово-энергетические показатели и увеличить надежность тяговых электродвигателей электроподвижного состава (ЭПС). К числу таких относятся схемы ступенчатого и плавного регулирования напряжения на зажимах тяговых электродвигателей электровозов постоянного (рис. 1, а, б) и переменного (рис. 1, в) тока.

В эксплуатационных условиях при неправильных действиях машиниста (когда положение контроллера не соответствует направлению движения локомотива) во время маневров в указанных схемах возникают нежелательные явления (режимы самовозбуждения тяговых электродвигателей), которые приводят к различного рода отказам: выходу из строя обратных вентилей, к повреждению тяговых электродвигателей, образованию «лысин» на колесах и т. д. Детальное исследование режима самовозбуждения тяговых электродвигателей в вышеуказанных схемах также может представлять интерес и при схемах реостатного торможения.

Процесс самовозбуждения при последовательном возбуждении без дополнительного питания обмоток возбуждения становится возможным благодаря наличию остаточного потока. Темп нарастания потока при этом зависит от многих факторов, основные из которых — частота вращения двигателя, значение остаточного потока, суммарное сопротивление якорной цепи, а для низковольтных (до 300 В) двигателей — падение напряжения под щетками и на обратных вентилях. Необходимо отметить, что для низковольтных двигателей в начале процесса самовозбуждения падение напряжения под щетками может составлять 30—40 % остаточной э. д. с. Для высоковольтных же тяговых двигателей типов ТЛ-2К1, НБ-407Б и ТЛЗБ этими величинами можно пренебречь, так как для указанных двигателей э. д. с. от остаточного потока значительно больше. Кроме того, указанные падения напряжения могут повлиять на процесс самовозбуждения только в начальный момент. На процесс самовозбуждения также оказывают сильное влияние вихревые токи и нелинейность характеристики кривой намагничивания.

Состояние методики аналитического изучения процессов самовозбуждения тяговых двигателей с учетом основных, определяющих факторов находится на уровне линейной теории. Из отечественных работ, посвященных этому вопросу, прежде всего следует указать на [1—3]. В [1, 2] процесс самовозбуждения исследуется при помощи метода кусочно-линейной аппроксимации, а в [3] используется линейная аппроксимация.

При общепринятых допущениях, обычно принимаемых в аналогичных случаях, рассмотрим процесс самовозбуждения тягового двигателя постоянного тока с учетом реальной нелинейной зависимости между потоком и током намагничивания и вихревых токов.

Допуская, что при любых значениях тока отсутствует юз и $v(0) = \text{const}$, для схемы замещения (рис. 1, г) цепи одного тягового электродвигателя в общем случае можно написать

$$Cv(0)\Phi = IR + L \frac{dI}{dt} + 2pW \frac{d\Phi}{dt} + \Delta U; \quad (1)$$

$$2pW \frac{d\Phi}{dt} = R_{b.t} I_{b.t}; \quad (2)$$

$$I = I_\mu + I_{b.t}; \quad (3)$$

$$\Phi = \Phi_0 + \frac{I_\mu}{AI_\mu + B}, \quad (4)$$

где $R = \sum R_a + R_{\text{дин}}$ — суммарные активное и динамическое сопротивления якорной цепи и обратных вентилей; $L = \sum L_a + L_{b.s}$ — суммарные индуктивности якорной цепи и обмотки возбуждения от потока рассеяния; ΔU — суммарные значения падений напряжения под щетками и пороговых напряжений обратных вентилей; Φ_0 — остаточный поток; A и B постоянные коэффициенты из кривой намагничивания; $v(0)$ — произвольная скорость локомотива; $R_{b.t}$ — эквивалентное сопротивление контура вихревых токов, вычисленное по одному из известных методов; R_b — активное сопротивление обмотки возбуждения.

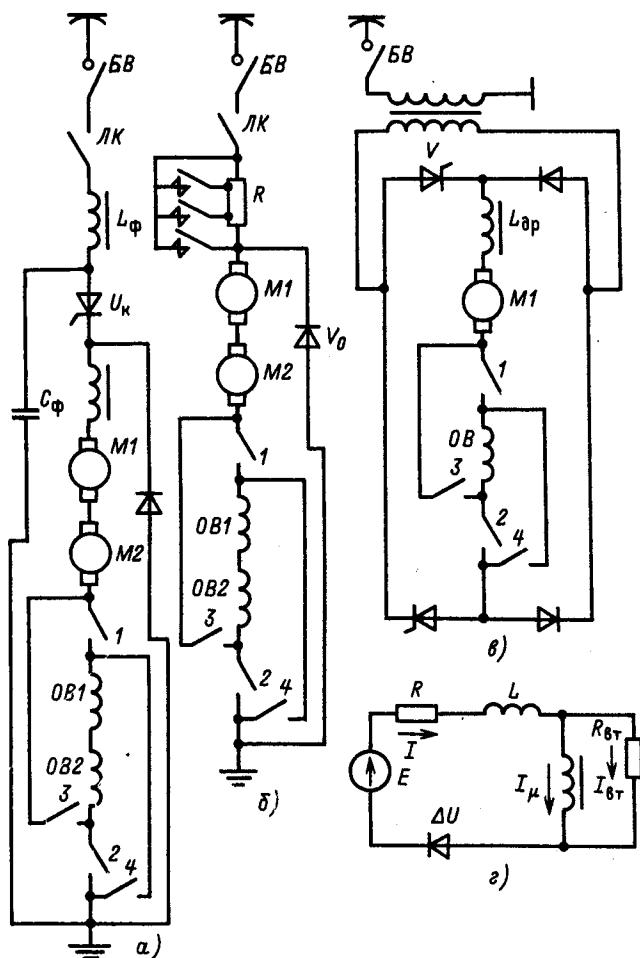


Рис. 1. Схемы силовых цепей электровозов постоянного и переменного тока

Допуская $\Delta U = 0$, в относительных единицах уравнения (1) и (4) можно записать следующим образом:

$$v(0)(\varphi - \varphi_0) + v(0)\varphi_0 = \gamma i + \gamma \frac{T_a}{T_b} \frac{di}{d\tau} + \frac{R_b}{R} \gamma \frac{d}{d\tau}(\varphi - \varphi_0); \quad (5)$$

$$\frac{R_b}{R_{b,T}} \frac{d}{d\tau}(\varphi - \varphi_0) = i - i_\mu; \quad (6)$$

$$i_\mu = \frac{b(\varphi - \varphi_0)}{1 - a(\varphi - \varphi_0)}, \quad (7)$$

где $v(0) = \frac{v(0)}{v_h}$; $\varphi = \frac{\Phi}{\Phi_h}$; $\varphi_0 = \frac{\Phi_0}{\Phi_h}$; $i = \frac{I}{I_h}$; $i_\mu = \frac{I_\mu}{I_h}$;
 $\gamma = \frac{RI_h}{Cv_h\Phi_h}$; $T_b = \frac{2\rho W\Phi_h}{I_h R_b}$; $T = \frac{L}{R}$; $\tau = \frac{t}{T_b}$; $\Phi_h A = a$;
 $b = \frac{\Phi_h B}{I_h}$.

Дополнительно обозначив через $x = \varphi - \varphi_0$, $\lambda_0 = \frac{R_b}{R_{b,T}} \frac{T_a}{T_b}$, $\lambda_1 = \frac{1}{R_b} \left(\frac{1}{R_{b,T}} + \frac{1}{R} \right)$, $\lambda_2 = b \frac{T_a}{T_b}$, $\lambda_3 = \frac{v(0)}{\gamma}$, после преобразования системы уравнений (5)–(7) относительно неизвестной x получим

$$\lambda_0 \frac{dx}{d\tau^2} + \left[\lambda_1 + \frac{\lambda_2}{(1-ax)^2} \right] \frac{dx}{d\tau} + \frac{bx}{1-ax} = \lambda_3(x + \varphi_0). \quad (8)$$

Дифференциальное уравнение является существенно нелинейным. Решение этого уравнения в квадратурах отсутствует.

Подробное исследование реально возможных значений коэффициентов уравнения (8) позволяет заключить, что оно является сингулярно-возмущенным [4, 5]. Например, применительно к тяговому двигателю ТЛЗБ

$$T_b = \frac{2\rho W\Phi_h}{I_h R_b} = \frac{6 \cdot 17 \cdot 0,107}{500 \cdot 0,0247} = 0,8837 \text{ с};$$

$$\lambda_1 = \left(\frac{R_b}{R_{b,T}} + \frac{R_b}{R} \right) = \frac{1}{9,353} + \frac{0,0247}{0,1} = 0,35;$$

$$\lambda_2 = b \frac{T_a}{T_b} = 0,2802 \frac{5,44 \cdot 10^{-2}}{0,8837} = 1,74 \cdot 10^{-2};$$

$$\lambda_1 + \lambda_2 = 0,3674 \gg 0,505 \cdot 10^{-2} = \lambda_0.$$

Следовательно, вместо (8) можно воспользоваться дифференциальным уравнением

$$\left[\lambda_1 + \frac{\lambda_2}{(1-ax)^2} \right] \frac{dx}{d\tau} + \frac{bx}{1-ax} = \lambda_3(x + \varphi_0). \quad (9)$$

В отношении (9) можно отметить следующее: оно описывает процесс самовозбуждения с достаточной точностью вне зоны так называемого «пограничного слоя». Кроме того, оно не является частным случаем, когда, например, не учитываются вихревые токи или какой-либо другой параметр. Другой особенностью (9) является то, что оно не всем граничным условиям удовлетворяет. Например, для начальных условий из (8) следует, что при $\tau = 0$, $x = 0$, $\frac{dx}{d\tau} = 0$, а из (9)

$$\frac{dx}{d\tau} = \frac{\lambda_3 \varphi_0}{\lambda_1 + \lambda_2}.$$

Численные решения дифференциальных уравнений (8) и (9) на ЭВМ методом Рунге-Кутта для вышеприведенных значений параметров при $v(0) = 0,0637$; $\varphi_0 = 0,025$ приведены на рис. 2 в виде кривой 1. Расчетные точки, изображенные треугольниками, соответствуют

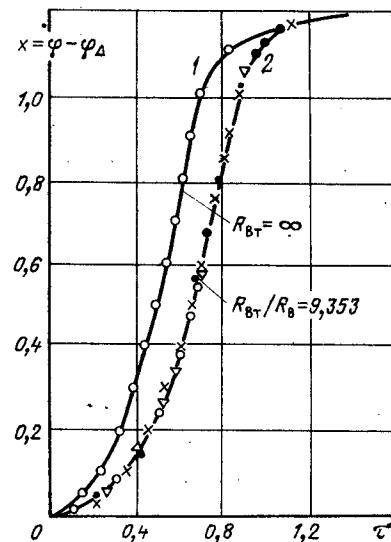


Рис. 2. Расчетные значения потока при самовозбуждении тягового двигателя ТЛЗБ: ● — решение (9) на ЭВМ; × — решение (9) предложенным способом; △ — решение (8) на ЭВМ; ○ — расчетные значения x при $R_{b,T} = \infty$

ствуют решению (8), а зачерненные точки — (9). Кривая 2 изображает процесс самовозбуждения при отсутствии вихревых токов ($R_{b,T} = \infty$). Вместе с тем, сделав некоторые упрощения, без ущерба для точности расчетов можно найти аналитическое решение (9).

Используя способ наименьших квадратов, с достаточной для практических расчетов точностью выражение $\frac{\lambda_2}{(1-ax)^2}$ можно заменить линейной функцией $\lambda'_2 x$. Например, при $a = 0,728$ значение $\lambda'_2 = 7,78 \cdot 0,0172$.

В результате указанной замены вместо (9) можно написать

$$(\lambda_1 + \lambda'_2 x) \frac{dx}{d\tau} = \frac{\lambda_3(x + \varphi_0)(1-ax)}{1-ax}. \quad (10)$$

Обозначив через $A = -a\lambda_3$, $B = \lambda_3(1-a\varphi_0) - b$, $C = \varphi_0\lambda_3$, после интегрирования (10) получим

$$\tau = \frac{2A^2\lambda_1 - (\lambda'_2 - a\lambda_1)BA - (B^2 - 2AC)a\lambda'_2}{2A^3(p-q)} \ln \frac{x-p}{x-q} + \frac{(\lambda'_2 - a\lambda_1)A + Ba\lambda'_2}{2A^2} \ln (Ax^2 + Bx + C) - \frac{a\lambda'_2}{A} x + C_1, \quad (11)$$

где p и q — корни уравнения $Ax^2 + Bx + C = 0$; C_1 — постоянная интегрирования, определяемая из граничных условий.

После определения C_1 окончательно можно записать:

$$\tau = A_1 \ln \frac{q(x-p)}{p(x-q)} B_1 \ln \frac{Ax^2 + Bx + C}{C} - \frac{a\lambda'_2}{A} x, \quad (12)$$

$$\text{где } A_1 = \frac{2A^2\lambda_1 - (\lambda'_2 - a\lambda_1)BA - (B^2 - 2AC)a\lambda'_2}{2A^3(p-q)}; \quad B_1 = \frac{(\lambda'_2 - a\lambda_1)A + Ba\lambda'_2}{2A^2}.$$

Для тех же численных значений параметров соответственно имеем:

$$\lambda_1 = 0,3539; \lambda'_2 = 0,1338; A = -4196; B = 1,6343; C = 0,04875; p = 1,18033; q = -0,02909; A_1 = -0,1252; B_1 = 0,08286.$$

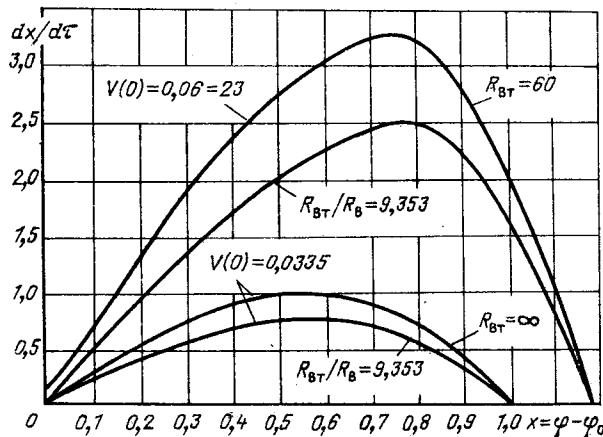


Рис. 3. Фазовые траектории самовозбуждения тягового двигателя ТЛЗБ при различных скоростях

После подстановки приведенных значений в (12) окончательно получим

$$\begin{aligned} \tau = & -0,125 \ln \frac{0,029(1,18-x)}{1,18(x+0,0291)} + 0,0828 \ln X \\ & \times \frac{-1,419x^2 + 1,634x + 0,0487}{0,04875} + 0,068x. \quad (13) \end{aligned}$$

На основании (13) вычислены значения τ при различных значениях x . Соответствующие точки отмечены крестиками и нанесены вдоль кривой 1. Как видно из рисунка, расчетные точки, полученные различными способами, практически совпадают.

В тех случаях, когда требуется лишь оценка влияния параметров $[v(0), R_{B,T}]$ на процесс самовозбуждения двигателя, можно ограничиться анализом фазовых траекторий, которые легко построить по (9), представленному в следующем виде:

$$\frac{dx}{d\tau} = \frac{\lambda_3(x + \varphi_0) - \frac{bx}{1-ax}}{\lambda_1 + \frac{\lambda_2}{(1-ax)^2}}. \quad (14)$$

На рис. 3 приведены соответствующие кривые, из которых следует, что большое влияние на процесс самовозбуждения оказывают вихревые токи и устанавлившаяся скорость. Из фазовых траекторий также следует, что при скоростях $v(0) \leq 1,5$ км/ч максимальное значение якорного тока не превысит 500 А.

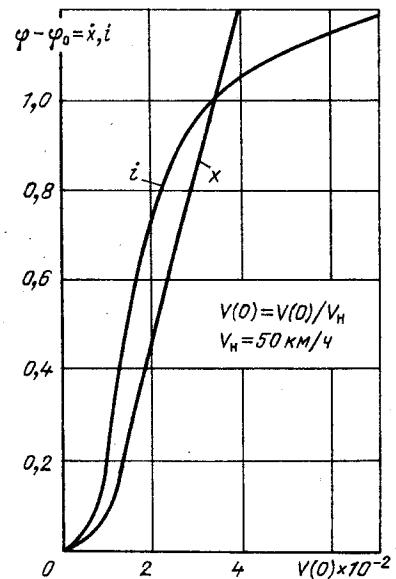


Рис. 4. Зависимости установившихся значений потока и тока от скорости

Установившееся значение потока при различных значениях можно определить из уравнения

$$-a\lambda_3x^2 + [(1-a\varphi_0)\lambda_3 - b]x + \varphi_0\lambda_3 = 0. \quad (15)$$

Зависимость, найденная на основании (15), показана на рис. 4 в виде кривой 1. Там же показана зависимость (кривая 2) установившегося значения тока от (0).

Разработанная методика позволяет найти достаточно точное, пригодное для практических расчетов, аналитическое решение нелинейного дифференциального уравнения, описывающего процесс самовозбуждения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жиц М. З. Переходные процессы в машинах постоянного тока. — М.: Энергия, 1974.
2. Жиц М. З. Исследование процесса самовозбуждения тяговых двигателей последовательного возбуждения при реостатном торможении. — Электричество, 1953, № 4.
3. Скобелев В. Е. Исследование самовозбуждения тяговых двигателей постоянного тока. — Электричество, 1959, № 2.
4. Елисеев А. Г., Ломов С. А. Теория возмущений в прикладных задачах энергетики. — М.: МЭИ, 1987.
5. Чанг К., Хаус Ф. Нелинейные сингулярные возмущенные краевые задачи. — М.: Мир, 1987.

Аналитический расчет магнитных проводимостей в зазоре электрической машины

ЦУКАНОВ В. И.

Московский энергетический институт

Для расчета электрической машины (ЭМ) с учетом двухсторонней зубчатости сердечников, например, на основе метода проводимостей зубцовых контуров [1, 2] или схем замещений магнитных цепей [3] требуется определение магнитных проводимостей $\lambda_\delta = \mu_0 l \lambda_\delta$ в зазоре δ между противоположно расположеными зубцами сердечников или коэффициентов λ_δ магнитных проводимостей на единицу длины l машины. Точность расчета ЭМ с двухсторонней зубчатостью, особенно при перемещении относительно друг друга сердечников, во многом зависит от точности расчета коэффициентов λ_δ [4], значения которых используются для определения производных магнитных проводимостей по перемещению зубцов. Наряду с численными методами, позволяющими проводить расчеты проводимостей при двухсторонней зубчатости сердечников, необходимы также аналитические методы, обеспечивающие точность расчетов, достаточную для практических целей [5].

В статье изложен аналитический метод и приведены математические формулы для расчета коэффициентов магнитных проводимостей между зубцами одного сердечника и зубцами другого сердечника ЭМ и их зависимость от взаимного положения q зубцов. Параметр $q \in x, y, z$ определяет угловое взаимное положение зубцов относительно одной из координатных осей или линейное взаимное положение их в направлении одной из рассматриваемых осей. Аналитические выражения зависимости $\lambda_\delta = f(q)$ выведены на основе анализа данных, полученных с помощью численного метода конечных разностей (МКР) расчета зубцовых зон для различных соотношений ширины b_z зубцов и раскрытия b_n пазов.

Расчет численным методом производился при следующих допущениях: отсутствует насыщение стали, магнитное поле плоскопараллельно, отсутствует кривизна рабочего воздушного зазора δ , обмотки в пазу расположены симметрично. На основании численных расчетов магнитных полей в зубцовых зонах при аналитическом методе определения проводимостей приняты допущения: отсутствует влияние на поле в зазоре глубины $h_n \geq 1,5 b_n$ паза; поле в рабочем зазоре между зубцами различных сердечников на расстоянии равном или большем 0,58 от краев зубца (зубцов) в зоне полного или частичного расположения их друг против друга однородно; отсутствует взаимная проводимость ($\lambda_\delta = \lambda_0 = 0$) между зубцами при смещении их на расстояние, равное или большее q_m , где q_m — взаимное положение зубцов (расстояние между их поперечными осями), при котором правый (левый) паз зубца одного сердечника расположен симметрично против левого (правого) паза зубца другого сердечника. Расчет коэффициентов λ_δ производился при $b_z \geq b_n$ и $b_z \geq 3\delta$.

Анализ исследований взаимных магнитных проводимостей между зубцами сердечников показал, что вид графиков $\lambda_\delta = f(q)$ и их частных производных $\delta\lambda_\delta/\delta q = f'(q)$ определяется диапазоном соотношений размеров ширины зубцов и раскрытия пазов сердечников. Принято, что координата $q=0$ соответствует положению, при котором два зубца различных сердечников расположены симметрично один против другого, т. е. когда поперечные оси этих зубцов совпадают, а λ_δ равна максимальному значению λ_m . В зависимости от размеров b_z и b_n графики имеют два, один или не имеют линейных участков. Эти участки образуются, когда картины маг-

нитных полей в пазах относительно рассматриваемых зубцов (зубца) не изменяются при взаимном удалении или приближении их. Протяженность линейных участков зависит от характерных взаимных зубцовых положений — q_0, q_1, q_2, q_m . При перемещении зубцов от $q=0$ до $q=q_0$ коэффициент $\lambda_\delta = \lambda_m$ для зубцовых положений $q=q_1$ и $q=q_2$ коэффициенты $\lambda_\delta = \lambda_1$ и $\lambda_\delta = \lambda_2$. Вид графика $\lambda_\delta = f(q)$, зависящий от размеров $b_{z(2)}$ зубцов и $b_{n1(2)}$ пазов сердечника 1 (сердечника 2), определяется условиями:

$$b_{z1(2)} > (b_{z2(1)} + 2b_{n2(1)}); \quad (1)$$

$$\left. \begin{array}{l} b_{z1(2)} \geq b_{z2(1)}, \\ b_{z1(2)} \leq (b_{z2(1)} + 2b_{n2(1)}), \\ b_{z1(2)} > (b_{n2(1)} + 2\delta); \end{array} \right\} \quad (2)$$

$$b_{z1(2)} \leq (b_{n2(1)} + \delta); \quad (3)$$

$$(b_{z1(2)} + 2b_{n1(2)}) \leq (b_{z2(1)} + 2b_{n2(1)} - 2\delta). \quad (4)$$

Зависимость $\lambda_\delta = f(q)$ симметрична относительно координаты λ_δ , поэтому при смещении (приближении) зубцов от $-q$ до 0 эта функция будет возрастающей от 0 до λ_m , а производная $\delta\lambda_\delta/\delta q$ на этом участке положительна, т. е. для отрицательного значения координаты q справедливо $\lambda_\delta = f(|q|)$ и $\delta\lambda_\delta/\delta q = f(|q|)$.

Для зубцовой зоны, определяемой условием (1) значение зубцового положения

$$q_0 = 0,5(b_{z1(2)} - b_{z2(1)}) - b_{n2(1)}. \quad (5)$$

Если условие (1) не выполняется, то $q_0 = 0$.

Для зубцовой зоны, удовлетворяющей условию (1) или (2), значения зубцовых положений:

$$q_1 = 0,5(b_{z1(2)} - b_{z2(1)}) + b_{n1(2)}; \quad (6)$$

$$q_2 = 0,5(b_{z1} + b_{z2}) - \delta; \quad (7)$$

$$q_m = 0,5(b_{z1} + b_{z2} + b_{n1} + b_{n2}), \quad (8)$$

а при выполнении условия (2) и условия (4) значение

$$q_1 = 0,5(b_{z2(1)} - b_{z1(2)}) + b_{n2(1)}. \quad (9)$$

Для зубцовой зоны, удовлетворяющей условию (3), зубцовое положение $q_1 = q_2$ определяется по формуле (7), а q_m — из выражения (8).

Ниже для зубцовых положений q_0, q_1, q_2, q_m изложен расчет коэффициентов $\lambda_m, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_0$, а также расчет зависимостей $\lambda_\delta = f(q)$ при условии, когда ширина зубцов больше или равна раскрытию пазов.

Коэффициент магнитной проводимости для зубцового положения q_2 на основании [5, 6] и принятых допущений определяется как

$$\lambda_1 = \lambda_{U1} + \lambda_{U2} = 0,5b_{n1}/\delta + 0,5 - 0,5\gamma_1 + 0,5b_{n2}/\delta + 0,5 - 0,5\gamma_2 = 0,5(b_{n1} + b_{n2})/\delta - 0,5(\gamma_1 + \gamma_2) + 1, \quad (10)$$

где λ_{U1} и λ_{U2} — коэффициенты унипольярных проводимостей; γ — коэффициент, согласно [6] определяемый по выражению

$$\gamma_{1(2)} = \frac{4}{\pi} \left[\frac{b_{n1(2)}}{2\delta} \operatorname{arctg} \left(\frac{b_{n1(2)}}{2\delta} \right) - \lg \sqrt{1 + \left(\frac{b_{n1(2)}}{2\delta} \right)^2} \right].$$

Если выполняется условие (1) или (2) и не выполняется условие (4), то коэффициент магнитной проводимости для зубцового положения q_1 равен

$$\lambda_1 = \lambda_2 + (b_{z2(1)} - b_{n1(2)} - \delta)/\delta, \quad (11)$$

а при выполнении условия (4) —

$$\lambda_1 = \lambda_2 + (b_{z1(2)} - b_{n2(1)} - \delta) / \delta. \quad (12)$$

Если выполняется условие (3), то коэффициент $\lambda_1 = \lambda_2$ определяется из аналитического выражения (10).

Значение коэффициента λ_m можно рассчитать из [5]. На основании аппроксимации данных расчета МКР при условии (1) этот коэффициент определяется по формуле

$$\lambda_m = 2\lambda_{U2(1)} + (b_{z2(1)} - \delta) / \delta = (b_{z2(1)} + b_{n2(1)}) / \delta - \gamma_{2(1)}, \quad (13)$$

при условии (2) — по формуле

$$\lambda_m = 2\lambda_{U1}\lambda_{U2}/(\lambda_{U1} + \lambda_{U2}) + (b_{z2(1)} - \delta) / \delta, \quad (14)$$

а при условии

$$(b_{z1} + b_{n1}) = (b_{z2} + b_{n2}), \quad b_{z1} = b_{z2} \quad (15)$$

— по формуле

$$\lambda_m = \lambda_{U1} + (b_{z1} - \delta) / \delta. \quad (16)$$

Значения зубцовых положений $q_0 = q_0 / \delta$, $q_1 = q_1 / \delta$, $q_2 = q_2 / \delta$, $q_m = q_m / \delta$ и соответствующих им коэффициентов λ_m , λ_1 , λ_2 , λ_0 принимаем за базовые при аналитическом расчете промежуточных значений λ_δ .

При перемещении зубцов от $|q| = q / \delta > q_0$ до $|q| < q_1$ коэффициент λ_δ на основании анализа данных численных расчетов различных зубцовых зон с достаточной точностью определяется по формуле

$$\lambda_\delta = \lambda_m - a(|q| - q_0)^b, \quad (17)$$

где

$$a = c / [b(q_1 - q_0)^{b-1}];$$

$$b = c(q_1 - q_0) / (\lambda_m - \lambda_1);$$

$$c = (\lambda_1 - \lambda_2) / (q_2 - q_1).$$

Если $q_1 = q_2$, то $c = 1$.

Для зубцовых положений от $|q| \geq q_1$ до $|q| \leq q_2$

$$\lambda_\delta = d - c(|q| - q_0), \quad (18)$$

где $d = \lambda_2 + c(q_2 - q_0)$, а от $|q| > q_2$ до $|q| < q_m$

$$\lambda_\delta = e(q_m - |q|)^f, \quad (19)$$

где

$$e = \lambda_2 / (q_m - q_2)^f;$$

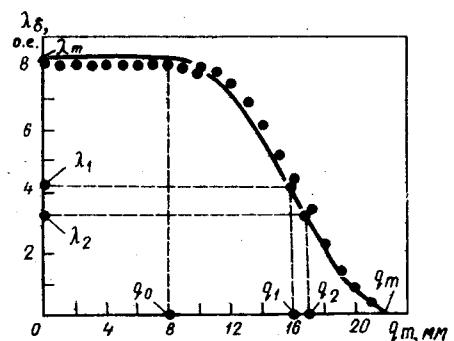


Рис. 1. Зависимость $\lambda_\delta = f(q)$ для зубцовой зоны: $b_{z1} = 30$ мм, $b_{n1} = 4$ мм, $b_{z2} = 6$ мм, $b_{n2} = 4$ мм, $\delta = 1$ мм

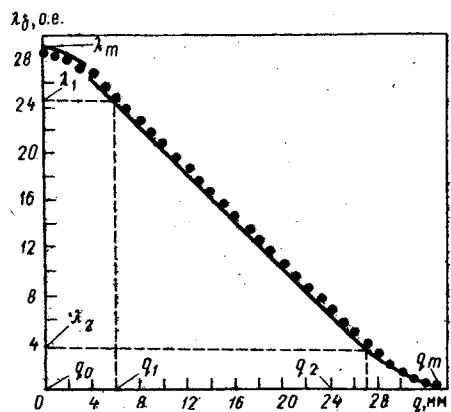


Рис. 2. Зависимость $\lambda_\delta = f(q)$ для зубцовой зоны: $b_{z1} = 30$ мм, $b_{n1} = 4$ мм, $b_{z2} = 26$ мм, $b_{n2} = 6$ мм, $\delta = 1$ мм

$$f = c(q_m - q_2) / \lambda_2.$$

На рис. 1, 2, 3 для зубцовых зон, удовлетворяющих различным условиям, показаны зависимости коэффициентов магнитных проводимостей от линейного смещения зубцов. Сплошные кривые построены согласно изложенному методу, а точки нанесены на основании данных расчета МКР при дискретности смещения зубцов равном δ . Так как вид кривой $\lambda_\delta = f(q)$ и значения коэффициентов λ_δ не зависят от того, перемещаются ли относительно друг друга сердечники или один из них неподвижен, то для расчета коэффициентов взаимных магнитных проводимостей за неподвижный принимался сердечник с индексом 1, зубцы у которого шире. Согласно изложенному независимо от зубцовой зоны значения положений q_2 и q_m определялись соответственно по формулам (7) и (8), а коэффициент λ_2 рассчитывался по выражению (10).

Рисунок	Коэффициенты проводимостей, о. е.				Зубцовые положения, мм			
	λ_m	λ_1	λ_2	λ_0	q_0	q_1	q_2	q_m
Рис. 1	8,21 (8,13)	4,21 (4,36)	3,21 (3,36)	0 (∞ 0)	8	16	17	22
Рис. 2	28,69 (28,28)	24,58 (24,61)	3,58 (3,61)	0 (∞ 0)	0	6	27	33
Рис. 3	28,21 (28,49)	22,77 (22,92)	3,77 (3,92)	0 (∞ 0)	0	8	27	35

Приложение. Значения коэффициентов проводимостей, полученные с помощью МКР, указаны в скобках. Зубцовые положения, рассчитанные обоими методами, практически совпадают.

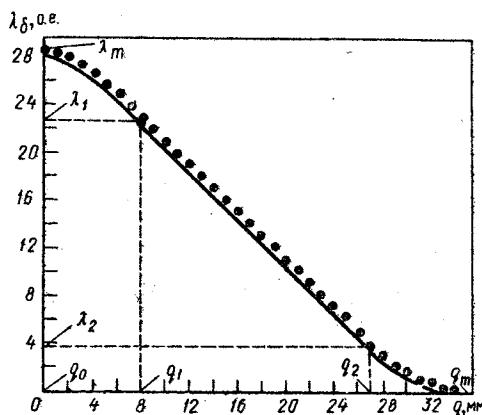


Рис. 3. Зависимость $\lambda_\delta = f(q)$ для зубцовой зоны: $b_{z1} = 30$ мм, $b_{n1} = 4$ мм, $b_{z2} = 26$ мм, $b_{n2} = 10$ мм, $\delta = 1$ мм

На рис. 1 зависимости построены для зубцовой зоны, удовлетворяющей условию (1), поэтому q_0 и q_1 определялись соответственно по формулам (5) и (6), а λ_1 и λ_m рассчитывались соответственно по выражениям (11) и (13). Максимальное расхождение данных, найденных по изложенному и численному методам, не превышает 7 %.

Зависимости на рис. 2 удовлетворяют условию зубцовой зоны (2) и не удовлетворяют условию (4), поэтому $q_0 = 0$, q_1 определялось по (6), а λ_1 и λ_m — соответственно по (11) и (14). Наибольшее расхождение значений зависимостей не превышает 2 %.

На рис. 3 зависимости соответствуют зубцовой зоне, удовлетворяющей условиям (2), (4), и не удовлетворяют условию (1), поэтому $q_0 = 0$, q_1 определялось по формуле (9), а λ_1 и λ_m — соответственно по (12) и (14). Расхождение между указанными зависимостями не превышает 4 %.

В таблице для рис. 1—3 приведены значения коэффициентов проводимостей λ_m , λ_1 , λ_2 , λ_0 и зубцовых положений q_0 , q_1 , q_2 , q_m , полученные на основе изложенного метода и численного МКР.

Предложенный аналитический метод расчета зависимости коэффициента λ_δ взаимной магнитной проводимости между зубцами от перемещения q сердечников

ЭМ позволяет аппроксимировать эту зависимость без предварительного ее определения численным методом.

Анализ сравнения данных расчета зависимостей $\lambda_\delta = f(q)$, полученных на основе изложенного и численного методов, показал, что максимальное расхождение их базовых значений не превышает 5 %, а промежуточных — 8 %, причем в основном разница составляет 1—3 %. Максимальное расхождение возникает при условии $b_{z1(2)} \leq (b_{n2(1)} + 2\delta)$.

Расчет зависимости $\lambda_\delta = f(q)$ аналитическим методом по сравнению с численным методом позволяет снизить затраты труда, а также значительно уменьшить машинное время и память машины при расчете ЭМ на ЭВМ [4].

Для упрощения составления алгоритма расчета коэффициентов изложенным методом целесообразно тот сердечник, зубцы у которого шире, принимать за неподвижный, а при достаточно малом воздушном зазоре δ параметры b_{z1} , b_{z2} , b_{n1} , b_{n2} , δ выражать в относительных единицах δ и дискретность смещения подвижного сердечника принимать регулярной, в частности, равной единице.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов-Смоленский А. В. Метод проводимостей зубцовых контуров и его применение к электромагнитному расчету насыщенной электрической машины с двухсторонней зубчатостью сердечников. — Электричество, 1976, № 9, с. 12—28.
2. Иванов-Смоленский А. В., Кузнецов В. А., Хвостов В. А. Применение метода проводимостей зубцовых контуров к расчету магнитного поля и потокосцеплений насыщенной электрической машины с учетом двухсторонней зубчатости сердечников. — Изв. вузов. Электромеханика, 1977, № 7, с. 771—783.
3. Клоков Б. К., Цуканов В. И., Ковган Д. И. Расчет электромагнитного тягового усилия в линейном шаговом двигателе возвратно-поступательного движения. — Электричество, 1989, № 9, с. 31—37.
4. Расчет в САПР ЭМ электромагнитного момента асинхронной машины методом проводимости зубцовых контуров / Фисенко В. Г. — Сб. науч. трудов Моск. энерг. ин-та, 1986, № 87, с. 67—72.
5. Метод расчета униполярных проводимостей зубцовых контуров с учетом двухсторонней зубчатости / Иванов-Смоленский А. В., Аванесов М. А. — Тр. Моск. энерг. ин-та, 1980, вып. 449, с. 3—8.
6. Электротехнический справочник. Т. 2. Электротехнические устройства / Под общ. ред. В. Г. Герасимова, П. Г. Грудинского, Л. Н. Жукова и др. — М.: Энергоиздат, 1981. — 640 с.

[19.04.91]

УДК 621.314.26

Оптимизация динамической структуры линеаризованного вентильного преобразователя в режиме прерывистого тока

КУТОЗОВ Е. И., СОКОЛОВСКИЙ Ю. Б.

Новосибирск

Одним из перспективных направлений совершенствования САР, построенных на базе вентильного преобразователя (ВП) с естественной коммутацией и раздельным управлением группами, является линеаризация регулировочной характеристики ВП [1]. При этом наиболее сложно обеспечить приемлемые динамические характеристики ВП, линеаризованного в режиме прерывистого тока (РПТ). В настоящее время этот вопрос рассмотрен лишь в первом приближении [2—4]. Данная

статья посвящена более точному решению этой проблемы для одного из известных способов линеаризации ВП [5].

В соответствии с указанным способом для линеаризации регулировочной характеристики ВП с арккосинусной фазовой системой управления (ФСУ), в режиме прерывистого тока на его вход дополнительно к управляющему сигналу u_y подается корректирующий сигнал u_k , получаемый как интеграл разности между напряже-

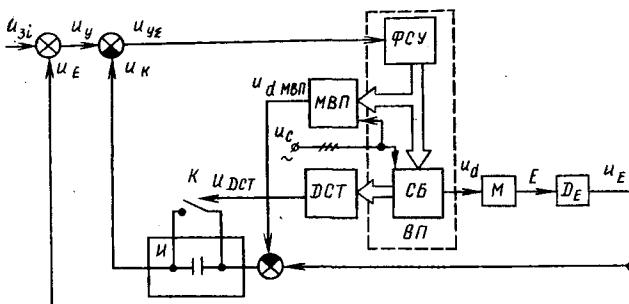


Рис. 1. Структурная схема устройства линеаризации: $\Phi\text{СУ}$ — фазовая система управления; МВП — модель вентильного преобразователя; K — коммутирующий ключ; I — интегратор; ДСТ — датчик состояния тиристоров; СБ — силовой блок; ВП — вентильный преобразователь; M — двигатель постоянного тока; D_E — датчик э. д. с. нагрузки; u_{3i} — сигнал задания тока; u_y — суммарный управляемый сигнал на входе $\Phi\text{СУ}$; u_d — выпрямленное напряжение ВП

ниями преобразователя в режиме непрерывного (РНТ) и прерывистого тока при данном угле управления α .

На рис. 1 показана структурная схема устройства, реализующего этот способ линеаризации ВП. Управление работой интеграла I осуществляется от датчика состояния тиристоров ДСТ , связанного с силовым блоком (СБ) преобразователя. Корректирующий сигнал u_k на выходе интегратора появляется лишь в течение бестоковой паузы, когда коммутирующий ключ K разомкнут. В качестве напряжения в РНТ используется выходной сигнал u_E датчика э. д. с. нагрузки D_E , а напряжение в РНТ формируется моделью ВП (МВП). На рис. 2 приведены кривые напряжения, поясняющие работу устройства.

В [6] приведен анализ рассматриваемого способа управления ВП, в частности, получено выражение для корректирующего сигнала

$$u_k = \frac{1}{K_{\text{ВП}} T_0} \int_{t_{\alpha 2} + T_0}^{t_{\alpha 2} + T_0} (U_m \sin \omega t - E) dt, \quad (1)$$

где $K_{\text{ВП}}$ — статический коэффициент усиления ВП; $T_0 = 2\pi/\omega t$ — номинальный интервал дискретности; E — э. д. с. нагрузки ВП; t_2 — длительность протекания тока при работе контура линеаризации в установившемся режиме; $t_{\alpha 2}$ — момент включения вентиля при работе в установившемся режиме; ω — круговая частота сетевого напряжения; U_m — амплитуда сетевого напряжения.

Для анализа динамических характеристик линеаризованного ВП воспользуемся его структурной схемой на рис. 3, на выходе которой в соответствии с результатами, полученными в [6], имеем

$$\Delta \alpha^* = \frac{F K_{\Phi\text{СУ}}}{1 - K_p(z)} \Delta u_y^*, \quad (2)$$

где $K_p(z) = \frac{F K_{\Phi\text{СУ}} K_\phi K_t}{z} = \frac{K_{\text{общ}}}{z}$ — передаточная функция разомкнутого контура линеаризации ВП; $F = \frac{1}{1 + \frac{U_m [\sin(\alpha + \pi/2 + \pi/m) - \epsilon]}{\omega K_{\text{ВП}} T_0 U_a \sin \alpha}}$ — фактор пульсаций;

$\epsilon = E/U_m$ — относительная величина э. д. с. нагрузки; $K_{\Phi\text{СУ}} = \frac{1}{U_a \sin \alpha}$ — динамический коэффициент усиления $\Phi\text{СУ}$;

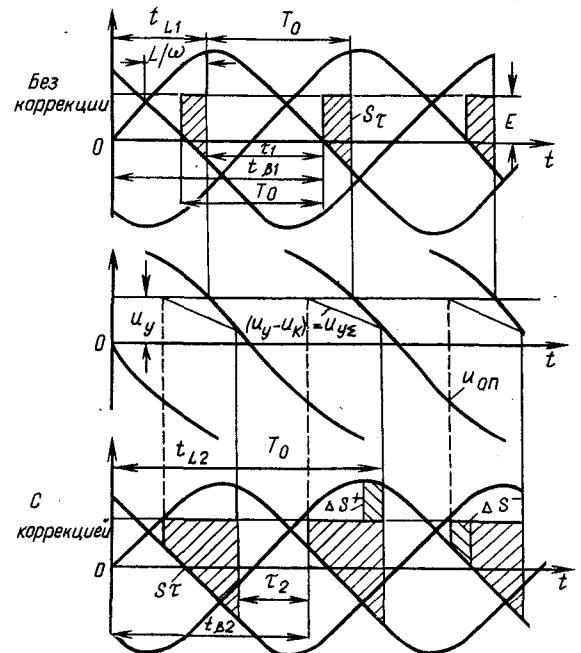


Рис. 2. К работе устройства линеаризации

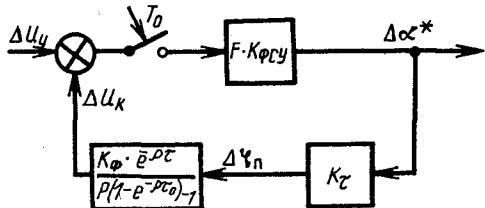


Рис. 3. Структурная схема ВП с устройством линеаризации

$$K_t = \frac{\partial \Phi}{\partial \varphi_\alpha} \left(\frac{\partial \Phi}{\partial \varphi_\beta} \right)^{-1} = \frac{e^{-\alpha \operatorname{ctg} \theta} (\sin \varphi_\alpha - \epsilon)}{\sin \varphi_\beta - \epsilon} \quad \text{коэффициент}$$

модуляции угла выключения, полученный в [7] из выражения для неявной функции $\Phi(\varphi_\alpha, \varphi_\beta) = 0$; $\Phi(\varphi_\alpha, \varphi_\beta) = \cos \theta \sin(\varphi_\alpha - \theta) - \cos \theta \sin(\varphi_\beta - \theta) e^{\lambda \operatorname{ctg} \theta} - \epsilon(1 - e^{\lambda \operatorname{ctg} \theta})$;

$$K_\phi = \frac{E - U_m \sin \varphi_\beta}{\omega T_0 K_{\text{ВП}}} \quad \text{коэффициент усиления формирующего элемента; } K_{\text{общ}} = e^{-\lambda \operatorname{ctg} \theta} \quad \text{коэффициент усиления разомкнутого контура линеаризации; } \lambda \quad \text{угловая длительность протекания тока; } \operatorname{tg} \theta \quad \text{параметр нагрузки; } u_y \quad \text{сигнал управления; } U_a \quad \text{амплитуда опорной косинусоиды; } \varphi_\alpha, \varphi_\beta \quad \text{углы включения и выключения вентиляй.}$$

С учетом (2) приращение напряжения на выходе ВП

$$\Delta u_d^* = \Delta \alpha^* \frac{\partial i_{\text{cp}}}{\partial \varphi_\alpha} R = \frac{F K_{\Phi\text{СУ}}}{1 - K_p(z)} \Delta u_y^* \frac{\partial i_{\text{cp}}}{\partial \varphi_\alpha} R, \quad (3)$$

где R — активное сопротивление нагрузки; i_{cp} — среднее за интервал дискретности значение тока нагрузок ВП в РНТ по [7], причем

$$\frac{\partial i_{\text{cp}}}{\partial \varphi_\alpha} = \frac{m}{2\pi} [-\sin \varphi_\alpha + K_t \sin \varphi_\beta + \epsilon(1 - K_t)].$$

После ряда преобразований с учетом (2) и (3) полу-

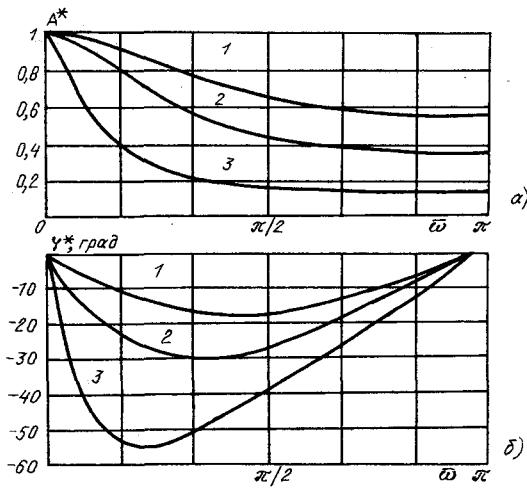


Рис. 4. Частотные характеристики ВП: 1 — $K_{общ}=0,3$; 2 — $K_{общ}=0,5$; 3 — $K_{общ}=0,8$

чена передаточная функция ВП:

$$W_{VPI}(z) = \frac{\Delta u_y^*}{\Delta u_y} = K_{VPI} \frac{(1-K_{общ})z}{z-K_{общ}}. \quad (4)$$

Из (4) получаем выражение для амплитудно-частотных, фазо-частотных характеристик линеаризованного ВП:

$$\left. \begin{aligned} A^*(\bar{\omega}) = |W_{VPI}^*(j\bar{\omega})| &= \frac{K_{VPI}(1-K_{общ})}{\sqrt{1-2\cos \bar{\omega} K_{общ} + K_{общ}^2}}; \\ \varphi^*(\bar{\omega}) = \arg W_{VPI}^*(j\bar{\omega}) &= \bar{\omega} - \arctg \frac{\sin \bar{\omega}}{\cos \bar{\omega} - K_{общ}}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Здесь $\bar{\omega} = T_0 \omega$ — относительная частота.

Характеристики с конкретными параметрами представлены на рис. 4. При подаче на вход рассматриваемого ВП единичного скачка управляющего сигнала Δu_y^* приращение выходного напряжения с учетом (4)

$$\Delta u_d^* = K_{VPI} \frac{(1-K_{общ})z^2 \Delta u_y^*}{(z-1)(z-K_{общ})}. \quad (6)$$

После обратного z -преобразования (6) получаем

$$\Delta u_d(n) = \Delta u_y [K_{VPI}(1-K_{общ}) + K_{VPI} K_{общ} (1 - e^{-n/T_a})] \quad (7)$$

при $n = \left[\frac{t}{T_a} \right]$,

где $T_a = -\frac{1}{\ln K_{общ}} = \frac{\operatorname{tg} \theta}{\lambda}$ — постоянная времени при

$K_{общ} < 1$ (условие устойчивости контура линеаризации по [6]).

Из (7) следует, что с возрастанием $K_{общ} = e^{-\lambda \operatorname{ctg} \theta}$ уменьшается безынерционная составляющая выходного сигнала $\Delta u_y K_{VPI}(1-K_{общ})$ и возрастает постоянная T_a , т. е. увеличивается длительность переходного процесса. Это видно из рис. 5, где построены переходные характеристики линеаризованного ВП. Для устранения этого недостатка введем в систему управления ВП дополнительный контур динамической коррекции. В [4] для повышения быстродействия ВП, линеаризованного в соответствии с рассматриваемым способом, приращение отрицательной вольт-секундной площадки напряжения ВП ΔS^- связывают с соответствующей величиной приращения положительной площадки ΔS^+ :

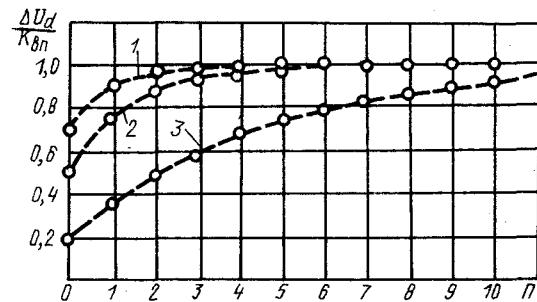


Рис. 5. Переходные характеристики линеаризованного ВП: 1 — $K_{общ}=0,3$; 2 — $K_{общ}=0,5$; 3 — $K_{общ}=0,8$

$$\Delta S_n^-(\varphi) = \Delta S_n^+(\varphi) \left[\frac{\Delta \alpha_n(\varphi)}{2 \operatorname{tg} \theta} + e^{-\lambda_{(n-1)} \operatorname{ctg} \theta} \right], \quad (8)$$

где $\Delta \alpha_n(\varphi)$ — текущее приращение угла управления на n -м интервале дискретности.

При этом текущее значение $\Delta S_n^+(\varphi)$ определяется по формуле

$$\Delta S_n^+(\varphi) = \frac{2\pi}{m} [u_{on(n-1)}(\varphi) + u_{k(n-1)}(\varphi) - u_{y(n-1)}^*],$$

где $u_{y(n-1)}$ — сигнал управления в момент выработки очередного импульса управления; $u_{on(n-1)}(\varphi)$ — текущая величина опорного сигнала на $(n-1)$ -м интервале дискретности; $u_{k(n-1)}(\varphi)$ — текущая величина корректирующего сигнала.

В результате сигнал динамической коррекции

$$\begin{aligned} u_{k,d(n-1)} &= [u_{on(n-1)}(\varphi) + u_{k(n-1)}(\varphi) - u_{y(n-1)}^*] \times \\ &\times \left[\frac{\Delta \alpha_n(\varphi)}{2 \operatorname{tg} \theta} + e^{-\lambda_{(n-1)} / \operatorname{tg} \theta} \right]. \end{aligned}$$

Характерной особенностью данного алгоритма управления является предположение об отсутствии начального рассогласования между входным и выходным напряжениями ВП. Это приводит к появлению следующих недостатков:

1) линеаризованный ВП в общем случае не обладает предельным быстродействием;

2) введенная динамическая коррекция не повышает запаса устойчивости контура линеаризации, хотя в области малых значений λ , а также при больших значениях $\operatorname{tg} \theta$ нагрузки по [6] контурный коэффициент $K_{общ}$ близок к критическому.

Первый недостаток проявляется, если скачок управляющего напряжения происходит в тот момент, когда он уже не может быть отработан ВП. В этом случае процесс отработки рассогласования будет затянут на несколько интервалов дискретности. Второй недостаток приводит в разомкнутых системах к фиксации рабочей точки ВП либо в области нулевых $i_{cp}=0$, либо в области граничных токов $i_{cp}=i_{2p}$, а в замкнутых — к возникновению автоколебаний.

Одним из возможных путей устранения указанных недостатков является создание такой структуры ВП, в которой рассогласование в контуре линеаризации отрабатывалось бы за минимальное число интервалов дискретности и независимо от того, что является причиной рассогласования — изменение управляющего сигнала или же ненулевые начальные условия.

Для организации такой динамической коррекции контура линеаризации по рис. 3 необходимо определить к концу каждого интервала дискретности ошибку Δi_{cp} по среднему значению тока нагрузки относительно сигнала задания тока u_{3p} , как в [2]. Исходя из соот-

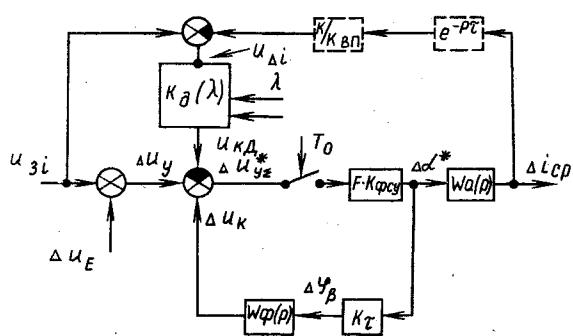


Рис. 6. Структурная схема линеаризованного ВП с узлом динамической коррекции; $W_a(p) = K_a \left(\frac{1 - e^{-pT_0}}{p} \right)$, $K_a = \frac{\partial i_{cp}}{\partial \alpha}$ ношения [8], позволяющего связать ΔS^- и ΔS^+ с $\Delta u_d = R \Delta i_{cp}$, получаем

$$\Delta u_d = \Delta S^- + \Delta S^+; \quad \frac{2\pi}{m} R \Delta i_{ep} = \Delta S^+ - \Delta S^-. \quad (9)$$

Исключая из (9) ΔS^+ с учетом (8), имеем

$$\Delta S^- = \frac{2\pi}{m} \left[\frac{\Delta\alpha(\varphi)}{2 \operatorname{tg} \theta} + e^{-\lambda \operatorname{ctg} \theta} \right] \Delta i_{cp} \times \\ \times \left\{ 1 - \left[\frac{\Delta\alpha(\varphi)}{2 \operatorname{tg} \theta} + e^{-\lambda \operatorname{ctg} \theta} \right] \right\}^{-1}.$$

вводя далее обозначение

$$q = \frac{\Delta \alpha(\varphi)}{2 \operatorname{tg} \theta} + e^{-\lambda \operatorname{ctg} \theta},$$

получаем окончательный результат:

$$u_{\kappa,\alpha} = \frac{\Delta S^-}{K_{B\Pi}} = \frac{2\pi}{m} \left(\frac{g}{1-g} \right) \frac{R\Delta i_{cp}}{K_{B\Pi}} = \\ = \frac{2\pi}{m} \left(\frac{u_{\Delta i}}{1-g} - u_{\Delta i} \right), \quad (10)$$

где $\frac{R\Delta i_{cp}}{K_{B\Pi}} = u_{\Delta i}$.

При подаче сигнала динамической коррекции на вход преобразователя, его структурная схема приводится к виду, показанному на рис. 6. Схемная реализация узла динамической коррекции в соответствии с (10) дана на рис. 7 и в [8]. На рис. 8, *a* и *б* приведены для сравнения осциллограммы переходных процессов на выходе линеаризованного ВП при скачке управляющего сигнала до и после введения узла динамической коррекции. Из этих рисунков видно, что введение динамической коррекции позволяет осуществлять переходный процесс в линеаризованном ВП за один интервал дискретности.

Испытания в составе электроприводов подач тяжелых металлорежущих станков ПО «Тяжстанкогидропресс» показали надежную и устойчивую работу ВП с узлом динамической коррекции.

Выводы. 1. Построена математическая модель линеаризованного ВП, позволяющая исследовать его динамику при малых отклонениях от положения равновесия.

2. Получена передаточная функция линеаризованного ВП в z -форме, позволяющая определить реакцию преобразователя на единичный скачок, а также выражения для вычисления амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик.

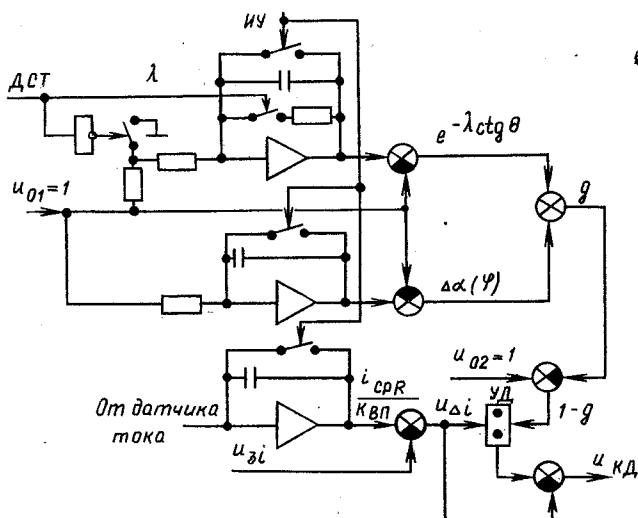


Рис. 7. Схемная реализация узла динамической коррекции:
 ИУ — импульсы управления; УД — узел деления

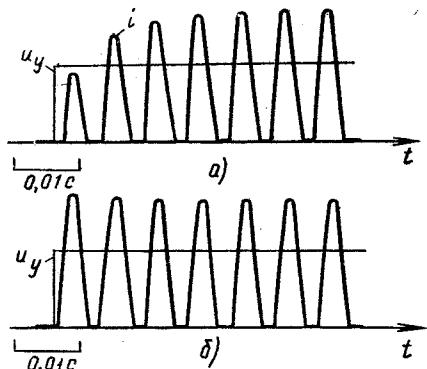


Рис. 8. Переходные процессы в ВП при скачке управляющего сигнала: $m=3$; $E=0$; a — без узла динамической коррекции; b — с узлом динамической коррекции

3. Предложен способ оптимизации структуры линеаризованного ВП, позволяющий существенно повысить запас устойчивости контура линеаризации и реализовать предельное быстродействие преобразователя в режиме прерывистого тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 525224 (СССР). Способ импульсно-фазового управления вентильным преобразователем / Ю. Б. Соколовский. Опубл. в Б. И., 1976, № 30.
 2. А. с. 572892 (СССР). Способ управления вентильным преобразователем / Ю. Б. Соколовский. Опубл. в Б. И., 1977, № 34.
 3. Пономаренко А. И. Импульсная модель вентильного преобразователя с оптимизацией передаточной функции в режиме прерывистых токов. — ЭП. Преобразовательная техника, вып. 3, 1981.
 4. Каган В. Г., Грабовецкий А. Г. Упреждающее управление преобразователем как способ повышения качества вентильного электропривода. — Электричество, 1984, № 5.
 5. А. с. 921026 (СССР). Способ управления преобразователем / Ю. Б. Соколовский. Опубл. в Б. И., 1982, № 14.
 6. Соколовский Ю. Б., Кутузов Е. И., Толстиков М. В. К вопросу о линеаризации вентильного преобразователя. — В сб. «Тиристорные преобразователи частоты». — Новосибирск: НЭТИ, 1981.
 7. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. — М.: Наука, 1970.
 8. А. с. 148950 (СССР). Устройство для управления вентильным преобразователем / Ю. Б. Соколовский, Е. И. Кутузов, В. Г. Корниенко. Опубл. в Б. И., 1989, № 6.

Элементы качественного анализа особенностей n -контурных феррорезонансных цепей

КАРИМОВ А. С., доктор техн. наук, ТУРДЫЕВ М. Т., канд. техн. наук

Ташкентский политехнический институт

В теории феррорезонансных цепей в числе прочих задач нередко рассматриваются и условия возбуждения и устойчивого существования колебательных процессов в многоконтурных колебательных цепях [1, 3, 5]. Наличие в цепи нескольких нелинейных элементов приводит ее к большой неконвергентности. А так как начальные условия, приводящие к возбуждению колебаний с той или иной частотой, заранее неизвестны, то эта неконвергентность сильно затрудняет анализ таких цепей. Тем более, что в них возможны качественно новые режимы, могущие возникнуть вследствие случайных флуктуаций токов или напряжений, учет которых затруднителен [2].

Методы малого параметра, наибольше часто применяемые при анализе феррорезонансных колебательных цепей, не дают достаточно простых соотношений, позволяющих определить начальные условия, обеспечивающие возбуждение устойчивых колебаний. С другой стороны, степень нелинейности цепи, определяющую тот или иной стационарный режим колебаний, можно оценить лишь приближенно, прибегая к аппроксимации кривой намагничивания какой-либо функцией. Вот почему имеет смысл провести общую оценку колебательных режимов, возможных в многофазных и многоэлементных феррорезонансных колебательных контурах. При этом оказывается возможным выделить класс феррорезонансных цепей с n параллельно или последовательно соединенными колебательными контурами с заранее известными качественными особенностями [4].

Условимся считать, что каждый возможный равновесный режим колебаний, отличающийся по частоте, амплитуде или фазе, является качественно новым или автономным состоянием многоконтурной феррорезонансной цепи.

Уравнение электрического равновесия для простейшего феррорезонансного колебательного контура согласно [1, 5] можно записать в виде

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + \delta \frac{d\psi}{dt} + \omega_0^2(\psi + \mu\psi^3) = \frac{de(t)}{dt}, \quad (1)$$

где ψ — потокосцепление в сердечнике ферромагнитного элемента, вебер-амперная характеристика которого может быть представлена не полным полиномом третьей степени — $i = a\psi + b\psi^3 = a(\psi + \mu\psi^3)$; $\omega_0 = \sqrt{a/C}$ — резонансная частота колебательного контура в линейном режиме; $\mu = b/a$ — малый положительный параметр, характеризующий степень нелинейности цепи; $\delta = Ra$ — коэффициент, учитывающий линейные потери в цепи; $e(t) = E_m \sin \omega t$ — э. д. с. источника питания цепи.

В случае $\mu=0$ в цепи имеет место режим гармонических колебаний. Следовательно, μ представляет собой малое возмущение линейной системы и при заданных значениях амплитуды и фазы приложенного напряжения определяет качественное состояние цепи. И, наоборот, при неизменном значении μ качественное состояние цепи определяют амплитуда и фаза приложенного напряжения.

Многоконтурную феррорезонансную цепь, состоящую из n параллельно соединенных контуров, можно описать по аналогии с [1] системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2\psi_1}{dt^2} + \delta_1 \frac{d\psi_1}{dt} + \omega_0^2(\psi_1 + \mu_1\psi_1^3) &= \omega E_m \cos \omega t; \\ \frac{d^2\psi_2}{dt^2} + \delta_2 \frac{d\psi_2}{dt} + \omega_0^2(\psi_2 + \mu_2\psi_2^3) &= \omega E_m \cos \omega t; \\ \dots & \\ \frac{d^2\psi_n}{dt^2} + \delta_n \frac{d\psi_n}{dt} + \omega_0^2(\psi_n + \mu_n\psi_n^3) &= \omega E_m \cos \omega t. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Если предположить, что значения приложенного напряжения и его фазы заданы, то качественное состояние каждого из колебательных контуров определяется значениями малого положительного параметра μ . Здесь возможны два принципиально отличающихся друг от друга качественных состояния.

Первый случай: $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \dots = \mu_n = \mu$, т. е. колебательные контуры идентичны. Очевидно, здесь следует ожидать, что частота автопараметрических колебаний во всех контурах будет одинакова, а амплитудные значения токов на частоте возбужденных колебаний будут равны между собой: $I_{m1} = I_{m2} = \dots = I_{mn}$. Фазовые сдвиги между колебаниями отдельных фаз благодаря соединению многофазной звездой таковы, что сумма токов отдельных ветвей всегда равна нулю, т. е.

$$i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_n = 0. \quad (3)$$

При этом предполагается, что фазовый сдвиг между колебаниями на частоте субгармонических колебаний (СГК)

$$\varphi = \alpha \pm 2\pi/n, \quad (4)$$

где $n = 2, 3, 4, \dots$ — число параллельно соединенных феррорезонансных контуров.

Таким образом, в идентичных параллельно соединенных колебательных контурах возбуждаются колебания одинаковой частоты с симметричными фазовыми сдвигами, частота которых определяется числом параллельно соединенных нелинейных колебательных контуров:

$$\Omega = \omega/n, \quad (5)$$

где Ω — частота субгармонических автопараметрических колебаний (АПК); ω — частота источника питания.

Второй случай. Если же $\mu_1 \neq \mu_2 \neq \mu_3 \neq \dots \neq \mu_n$, т. е. вебер-амперные характеристики индуктивных катушек отдельных ветвей неодинаковы, то картина возбуждения и устойчивого существования колебаний чрезвычайно усложняется при любом соединении феррорезонансных контуров: увеличивается степень свободы цепи, возрастает степень неконвергентности звеньев. При этом, как и прежде, электрическое равновесие многоконтурной цепи параллельного соединения будет определяться выражением (3).

В каждом из контуров АПК могут отличаться как по амплитуде, так и по фазе, а также по частоте (гармоническому составу).

Исследуем стационарные режимы, которые обеспечивают устойчивое существование токов на частоте возбужденных колебаний в достаточно широком диапазоне. Рассмотрим с этих позиций многоконтурную феррорезонансную цепь, схема которой приведена на рис. 1, для случая $\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \mu$.

Энергетически наиболее вероятной частотой возбужденных колебаний в соответствии с (5) будет $\Omega = \omega/n = 16 \frac{2}{3}$ Гц, т. е. субгармоническая состав-

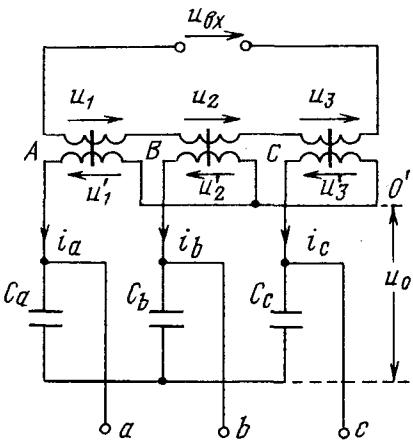


Рис. 1

ляющая третьего порядка. Для составляющих токов этой гармоники во вторичной цепи трансформаторов A, B, C согласно (3) можно записать

$$i_a + i_b + i_c = 0,$$

что возможно при сдвигах фаз между токами СГК, равных

$$\varphi = a \pm 2\pi/3.$$

Для резонансной частоты $\omega/3$ справедливы соотношения $x_{L1/3} = \frac{1}{3}x_3$ и $x_{C1/3} = \frac{3}{\omega C} = 3x_C$, когда падение напряжения на конденсаторе от составляющих токов субгармоники в 3 раза превышает падение напряжения от составляющих токов источника. Поэтому напряжения на линейных конденсаторах состоят главным образом из напряжений СГК, а сдвиг фаз между ними определяется соотношением [4]. Таким образом, они образуют симметричную трехфазную систему синусоид, для которой справедливо соотношение

$$u_a + u_b + u_c = 0. \quad (6)$$

Напряжения на нелинейных элементах (или вторичных обмотках трансформаторов A, B, C) равны соответственно:

$$u'_1 = u_a + u_0, \quad u'_2 = u_b + u_0 \quad \text{и} \quad u'_3 = u_c + u_0.$$

Входное напряжение

$$u_{bx} = k(u_a + u_b + u_c + 3u_0),$$

где k — коэффициент трансформации трансформаторов A, B, C .

С учетом (6) имеем $u_0 = \frac{1}{k}u_{bx}$. Это напряжение представляет собой напряжение источника и не содержит составляющих СГК. Следовательно, для каждого из колебательных контуров вторичной цепи справедлива система уравнений (2) при $e(t) = \frac{1}{3k}u_{bx}$ и $n = 3$.

Особенности возбуждения СГК третьего порядка в подобных цепях были рассмотрены в [5]. Ищем решение системы (2) в виде двух гармонических составляющих:

$$\psi = \Psi_1 \sin \omega t + \Psi_{1/3} \sin (\Omega t + \alpha),$$

где Ψ_1 и $\Psi_{1/3}$ — амплитуды потокосцеплений соответственно основной гармоники и СГК третьего порядка.

Выполнив обычные для метода меняющихся амплитуд преобразования относительно амплитуды и фазы СГК, можно получить:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1/3}\delta \left[1 + \frac{3}{2}\mu \left(\Psi_1^2 + \frac{1}{2}\Psi_{1/3}^2 \right) \right] &= \\ = \frac{3}{4}\mu \Psi_1 \Psi_{1/3}^{-2} (\omega_0^2 \cos 3\alpha - \delta \sin 3\alpha); \\ 1 - \omega_0^2 - \frac{3}{2}\mu \omega_0^2 \left(\Psi_1^2 + \frac{1}{2}\Psi_{1/3}^2 \right) &= \\ = \frac{3}{4}\mu \Psi_1 \Psi_{1/3} (\omega_0^2 \sin 3\alpha + \delta \cos 3\alpha). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

От (7) можно перейти к биквадратному уравнению, решение которого дает

$$\Psi_{1/3}^2 = \frac{4}{3\mu(\delta^2 - \omega_0^2)} (n \pm \sqrt{n^2 - q^2}), \quad (8)$$

где $n = \omega_0^2(1 - \omega_0^2) - \delta^2 - \frac{3}{4}\mu(\delta^2 + \omega_0^2)\Psi_1^2$; $q = (\delta + \omega_0^2) \times \left[(1 - \omega_0^2 - \frac{3}{2}\mu \omega_0^2 \Psi_1^2)^2 + \delta^2 (1 + \frac{3}{2}\mu \Psi_1^2)^2 \right]$.

Серия зависимостей $\Psi_{1/3} = f(\Psi_1)$ для разных значений μ , приведенная на рис. 2, получена на основе (8) с помощью микроЭВМ. Она позволяет, во-первых, уяснить влияние коэффициента нелинейности на зону существования колебаний с частотой Ω , а во-вторых, выбрать магнитный материал, обеспечивающий оптимальный электромагнитный режим.

Фазу субгармонических колебаний находим из (7) путем несложных преобразований:

$$\sin 3\alpha = \frac{4\delta}{3\mu \Psi_1 \Psi_{1/3}(\delta^2 - \omega_0^2)}; \quad \alpha = \frac{\lambda}{3} \pm \frac{2}{3}m\pi,$$

где

$$\lambda = \arcsin \frac{4\delta}{3\mu \Psi_1 \Psi_{1/3}(\delta^2 - \omega_0^2)}.$$

Отсюда следует, что СГК третьего порядка имеют три стационарных фазовых состояния, отличающихся на $2\pi/3$. Это подтверждает теоретические предпосылки, сделанные на основе схемного анализа многоконтурных феррорезонансных цепей. Экспериментальные исследования также подтверждают эти положения. В этом можно убедиться с помощью осциллограмм, которые приведены на рис. 3, а ($n=3$) и рис. 3, б ($n=4$).

На основе выполненного анализа феррорезонансных цепей параллельного соединения можно сделать следующие выводы:

использование многоконтурных феррорезонансных колебательных систем и цепей обнаруживает новые, ранее неизвестные свойства этих цепей и расширяет их функциональные возможности;

на основе схемного анализа оказывается возможным выделение класса многоконтурных феррорезонансных цепей, объединенных общими свойствами;

при возбуждении СГК в выходных феррорезо-

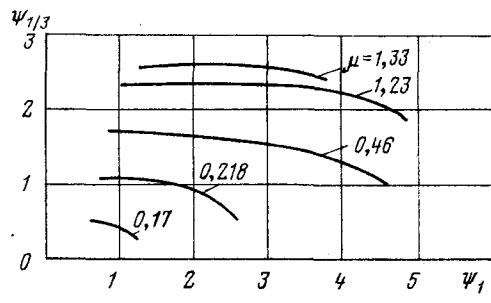


Рис. 2

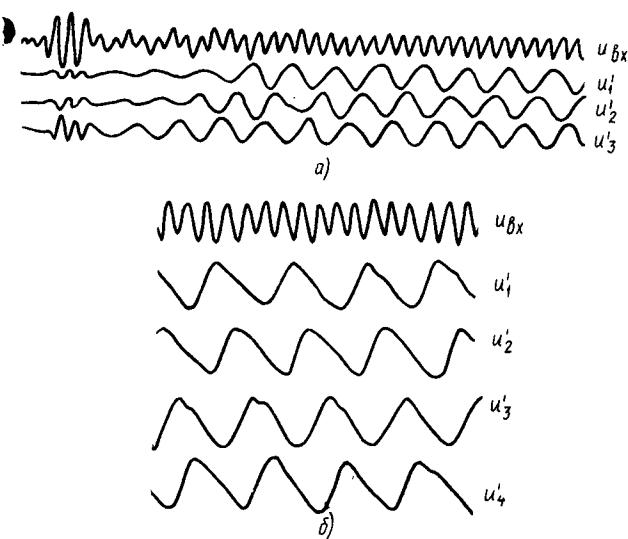


Рис. 3

нансных контурах происходит деление частоты приложенного напряжения в n раз с одновременным умножением числа фаз с той же кратностью;

выходные величины представляют собой n -фазную симметричную систему напряжений, близких к синусоиде, что позволяет отказаться от дополнительных устройств для достижения электромагнитной совместимости преобразователя, построенного на этой основе, с сетью и нагрузкой.

Для n параллельно-соединенных идентичных колебательных контуров ($\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = \dots = \mu_n$) общим свойством, объединяющим все многоконтурные феррорезонансные цепи параллельного соединения, является симметричность фазовых сдвигов возбужденных колебаний. При этом колебания, возбужденные в одном из контуров, «затягивают» в этот режим другие контуры, т. е. происходит синхронизация колебаний

по частоте и сдвигам фаз. Сдвиги фаз колебаний между смежными контурами определяются однозначно и равны $2\pi/3$, что иллюстрируется приведенными на рис. 3, a, b осциллограммами.

Преобразующие устройства, построенные на основе многоконтурных феррорезонансных цепей параллельного или цепочечного соединения, могут конкурировать с преобразователями, построенными на полупроводниковых элементах во многих случаях. Так, однофазно-трехфазный делитель частоты в 3 раза успешно применяется в системе телесигнализации по ЛЭП в качестве источника наложенного тока [6]. Достаточно перспективным следует также считать применение многоконтурных феррорезонансных цепей параллельного соединения ($n=3$ и $n=4$) в качестве квантователя фаз при частотно-фазовом кодировании передаваемого сигнала. Высокая степень помех, например в распределительных электрических сетях, затрудняет применение других методов кодирования сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Филиппов Е. Нелинейная электротехника.— М.: Энергия, 1968.— 504 с.
2. Синицкий Л. А. Элементы качественной теории нелинейных электрических цепей.— Львов: Высшая школа, 1975.
3. Каримов А. С., Рахимов Г. Р. Автопараметрическое преобразование числа фаз и частоты переменного тока.— Ташкент: Фан, 1975.
4. Бондаренко В. М. Методы и алгоритмы анализа статических и динамических режимов нелинейных цепей.— Киев: Препринт ИЭД АН УССР, № 66, 1974.
5. Каримов А. С., Турдыев М. Т. Особенности возбуждения субгармонических колебаний в многоконтурных феррорезонансных цепях переменного тока.— Электричество, 1979, № 11.
6. Турдыев М. Т., Худайкулов З. Р., Ибрагимов Н. Р. Применение параметрических преобразователей частоты в системе телесигнализации и телеконтроля по ЛЭП в распределительных сетях.— Техническая электродинамика, 1985, № 1.

[25.12.90]

УДК 621.372.011.71:512.64

Метод оператора проектирования в теории линейных электрических цепей

ГУБКИН И. А.

Ленинград

В текущем году исполняется 90 лет со дня рождения Габриэля Крона. Глубина и новизна идей Крона вызвали в свое время дискуссию на страницах научной печати. Среди публикаций на эту тему можно выделить статьи [1] и [2], отражающие негативную и позитивную точки зрения соответственно. Исследовательская практика доказала плодотворность теоретического наследия Крона.

Данная статья посвящена развитию тензорного анализа цепей Крона [3]. Рассматривается классическая задача теории линейных цепей: найти распределение токов по ветвям линейной цепи. Как известно, решение этой задачи сводится к решению системы уравнений Кирхгофа [4]. Сущность предлагаемого метода решения этой системы состоит в следующем. Вводится евклидово пространство L пассивной линейной цепи. Топология цепи определяет разбиение этого пространства на два ортогональных дополнения — узловое L_P и контурное L_Q . Операторы проектирования (проекторы) на эти дополнения назовем узловым P и контурным Q , соответственно. Если цепь возбуждается источниками тока, то в ее ветвях появляются токи, которые являются про-

екцией вектора источников тока на узловое подпространство. Если же цепь возбуждается эквивалентными источниками напряжения, то токи в ветвях являются компонентами проекции вектора источников напряжения на контурное подпространство.

Новизна предлагаемого метода по сравнению с тензорной методологией Крона заключается в том, что введение понятия проектора позволяет использовать алгебру проекторов, что приводит к новым результатам. В частности, в данной работе показано, что тензорное представление проекторов P и Q выражается через алгебраическое дополнение минора второго порядка неопределенного узлового определителя Кирхгофа. Кроме того, доказана инвариантность мощности при эквивалентных преобразованиях цепи.

Перейдем к более подробному изложению метода оператора проектирования. Рассмотрим пассивную линейную цепь. Введем евклидово пространство этой цепи L . Координаты векторов будем нумеровать индексами ветвей. Метрический тензор возьмем диагональным, его диагональные контравариантные компоненты положим равными проводимостями соответствующих

ветвей g' , тогда ковариантные компоненты будут равны сопротивлениям ветвей g_i . Вектором узла назовем вектор, ковариантная координата которого равна единице, если соответствующая ветвь выходит из узла, минус единице, если входит в узел, и нулю, если узел не является концом ветви.

Вектором контура назовем вектор, контравариантная координата которого равна единице, если направление ветви совпадает с направлением контура, минус единице, если оно против направления контура, и нулю, если ветвь не принадлежит контуру. Как известно, если число линейно независимых контуров обозначить F , то число линейно независимых узлов $K-1$ равно $N-F$, где N — число ветвей. Обозначим векторы узлов $\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots, \bar{a}_{K-1}$ и векторы контуров $\bar{b}_1, \bar{b}_2, \dots, \bar{b}_F$.

Подключим к ветвям цепи источники постоянного тока I^t , тогда в ветвях возникнут токи i^t , значения которых являются решениями уравнений Кирхгофа [4]. Представим эти уравнения в векторном виде:

$$\begin{cases} (\bar{a}_m, \bar{I} - \bar{i}) = 0, \quad m = 1, 2, \dots, K-1; \\ (\bar{b}_n, \bar{i}) = 0, \quad n = 1, 2, \dots, F, \end{cases} \quad (1)$$

где векторы \bar{I} и \bar{i} имеют контравариантные координаты I^t и i^t соответственно, круглые скобки обозначают скалярное произведение.

Аналогично, если вместо источников тока I^t в цепь включены эквивалентные источники напряжения $I_t = g_i I^t$, то уравнения Кирхгофа имеют вид

$$\begin{cases} (\bar{a}_m, \bar{j}) = 0, \quad m = 1, 2, \dots, K-1; \\ (\bar{b}_n, \bar{I} - \bar{j}) = 0, \quad n = 1, 2, \dots, F. \end{cases} \quad (2)$$

Поскольку система векторов \bar{a}_m, \bar{b}_n линейно независима и векторы узлов \bar{a}_m ортогональны векторам контуров \bar{b}_n , то решения \bar{i} системы (1) и решения \bar{j} системы (2) образуют ортогональные дополнения L_P и L_Q соответственно. Подпространство L_P размерности $K-1$ натянуто на векторы узлов \bar{a}_m , а подпространство L_Q размерности F — на векторы контуров \bar{b}_n . Таким образом, решения \bar{i} и \bar{j} — это проекции одного и того же вектора \bar{I} на узловое L_P и контурное L_Q подпространства соответственно. Отсюда следует

$$\bar{i} + \bar{j} = \bar{I}. \quad (3)$$

Обозначая проекторы на узловое L_P и контурное L_Q подпространство соответственно P и Q , получаем

$$\bar{i} = P\bar{I}; \quad (4)$$

$$\bar{j} = Q\bar{I}. \quad (5)$$

Подставляя (4) и (5) в (3), имеем

$$P + Q = 1. \quad (6)$$

Итак, равенства (4) и (5) показывают, что для исследования линейной цепи можно применять алгебру проекторов.

Рассмотрим применения введенного понятия проекторов линейной цепи. Во-первых, покажем, что тензорное представление проекторов можно выразить через алгебраическое дополнение минора второго порядка неопределенного узлового определителя Кирхгофа. Проектор в тензорном представлении имеет вид

$$Q_s^t = A^{-1} e^{tt_1 \dots t_{K-1}} (\bar{a}_1)_{t_1} \dots (\bar{a}_{K-1})_{t_{K-1}} e_{ss_1 \dots s_{K-1}} (\bar{a}_1)^s (\bar{a}_{K-1})^{s_{K-1}}, \quad (7)$$

где по повторяющимся индексам ветвей производится суммирование от 1 до N . Символы $e^{tt_1 \dots t_{K-1}}$ и $e_{ss_1 \dots s_{K-1}}$ равны нулю, если хотя бы два индекса совпадают. Если же все индексы различны, то они равны единице для четной подстановки индексов и минус единице для нечетной. Через A обозначен определитель Грама вектора $\bar{a}_1, \dots, \bar{a}_{K-1}$.

Введем в рассмотрение неопределенный узловой определитель Кирхгофа. Его строки и столбцы нумеруем узлами цепи 1, 2, ..., K . Его диагональный элемент ра-

вен сумме проводимостей ветвей, инцидентных соответствующему узлу, а недиагональный — сумме проводимостей ветвей, соединяющих соответствующую пару узлов, со знаком минус. Вычисляя скалярные произведения, входящие в определитель Грама, находим, что он равен алгебраическому дополнению любого элемента определителя Кирхгофа. Выбирая направление ветви от узла с меньшим номером к узлу с большим номером и вычисляя (7), получаем

$$Q_s^t = \delta_s^t - g^t A^{-1} A_{st}, \quad (8)$$

где суммирование по t не производится; δ_s^t — символ Кронекера; A_{st} — алгебраическое дополнение минора второго порядка определителя Кирхгофа. Оно получается из этого определителя вычеркиванием строк, соответствующих концам ветви s , столбцов, соответствующих концам ветви t , и умножением на минус единицу в степени, равной сумме номеров вычеркнутых строк и столбцов. В случае $K=2$ полагаем $A_{st}=1$.

Подставляя (8) в (6), получаем

$$P_s^t = g^t A^{-1} A_{st}. \quad (9)$$

Свертывая тензор P_s^t с вектором источников тока I^s , получаем из (4) решение системы (1):

$$i^t = P_s^t I^s. \quad (10)$$

Зная вектор \bar{i} , находим из (3) решение системы (2)

$$\bar{j} = \bar{I} - \bar{i}. \quad (11)$$

В качестве второго примера применения метода оператора проектирования рассмотрим вопрос инвариантности мощности при эквивалентных преобразованиях цепи. Назовем цепи, имеющие одинаковое число ветвей, но разную топологию, эквивалентными. Они различаются структурой одного и того же евклидова пространства, т. е. характером его разбиения на два ортогональных дополнения или, другими словами, парой узлового и контурного проекторов. Мощность, выделяемая при узловом возбуждении, равна (\bar{i}, \bar{I}) , а при контурном возбуждении — (\bar{j}, \bar{I}) .

Суммарная мощность, выделяемая при обоих видах возбуждения в силу (3) равна (\bar{I}, \bar{I}) , т. е. она одна и та же для всех эквивалентных цепей. Инвариантность мощности при переходе от одной эквивалентной цепи к другой является физическим основанием введенного метрического тензора.

В заключение сделаем следующие замечания.

1. В соответствии с формулой (11) распределение токов по ветвям при контурном возбуждении находится через распределение токов при узловом возбуждении. В этом смысле узловое и контурное описание цепи неэквивалентны. Они эквивалентны в случае планарной цепи, когда наряду с узловым определителем Кирхгофа можно использовать аналогичный контурный определитель. В этом случае узловой проектор дуален контурному.

2. Формулы (8) и (9) справедливы, разумеется, и в случае переменного тока для соответствующих Фурье-компонент нерезонансных частот. В этом случае пространство цепи L становится псевдоевклидовым.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Берендеев А. В. О работах Крона по применению тензорного исчисления в электротехнике. — Электричество, 1950, № 12.
- Габриэль Крон / В. А. Веников, П. А. Ионкин, Г. Н. Петров, И. П. Колыков. — Электричество, 1969, № 1.
- Крон Г. Тензорный анализ сетей. Пер. с англ. / Под ред. Л. Т. Кузина и П. Г. Кузнецова. — М.: Советское радио, 1978.
- Кирхгоф Густав. Избранные труды. — М.: Наука, 1988. [15.04.91]

УДК 621.315.1.001.2

Выбор типа воздушной линии электропередачи по комплексному критерию

(статья Э. Н. Зуева, «Электричество», 1991, № 11)

БУДЗКО И. А., ЛЕВИН М. С., ЛЕЩИНСКАЯ Т. Б.

Анализу технических характеристик и экономических показателей различных типов воздушных линий (ВЛ) посвящено большое количество работ, часть которых указана и в списке литературы к рассматриваемой статье. Новое в ней заключается в стремлении автора ввести для ВЛ комплексную оценку, основанную на идеях векторной или многокритериальной оптимизации [1]. Это положение требует принципиальной оценки.

В соответствии с рядом нормативных документов, действующих в нашей стране, начиная с конца 50-х годов оценка эффективности технических решений производится по критерию приведенных затрат. Этот показатель, как и цена производства, но своей экономической сущности является превращенной формой стоимости, и поэтому величина приведенных затрат несомненно могла бы служить единственной и полной оценкой технической системы, если бы этому не препятствовал ряд обстоятельств.

Во-первых, технические системы, создаваемые для одних и тех же целей, тем не менее почти всегда различаются по многим качествам и характеристикам. На важнейшие из этих характеристик соответствующими техническими требованиями обычно накладываются ограничения, обеспечивающие нормальную работу системы или устройства и эффективное выполнение ими своих функций. Эти ограничения, как правило, формулируются в терминах «равно или меньше (больше)», и поэтому вполне удовлетворяющие техническим требованиям конкретные инженерные решения могут различаться по своей полезности. В результате фактически нарушается условие сопоставимости вариантов, совершенно обязательное при использовании критерия приведенных затрат.

Во-вторых, для того чтобы приведенные затраты адекватно отражали стоимость технической системы, цены и тарифы на все виды продукции должны формироваться на свободном рынке. Между тем в наших условиях эти цены и тарифы часто устанавливаются волевыми решениями, и поэтому выбор технической системы по единственному критерию приведенных затрат может оказаться недостаточно обоснованным. Кроме того, некоторые участвующие в расчетах факторы могут быть оценены по приведенным затратам лишь в интервальной форме, что затрудняет или делает невозможным однозначный выбор по критерию приведенных затрат. Наконец, в настоящее время вообще отсутствуют методы объективной стоимостной оценки ряда факторов, в частности, экологических, о чём упоминается и в рассматриваемой статье.

В-третьих, привлечение дополнительных критериев для окончательного выбора решения необходимо и в случае практического равенства приведенных затрат для конкурирующих вариантов.

Однако, отстаивая мнение о необходимости и целесообразности многокритериального подхода к выбору технических решений, в частности, в электроэнергетике, нельзя упускать из вида возникающие при этом принципиальные трудности и даже противоречия. Основное из этих противоречий — между прививаемым еще со студенческой скамьи стремлением инженера к выбору решения на основе строго формализованной процедуры, с одной стороны, и необходимостью осознания того, что многокритериальный выбор неизбежно субъективен, с другой.

Действительно, при таком выборе (или векторной оптимизации) наиболее часто используют аддитивную или мультиплективную формы свертки векторного критерия. Выбор формы субъективен, а между тем она может влиять на ранжирование вариантов по величине скалярного критерия, т. е. на результаты выбора.

Применению аддитивного критерия должно предшествовать нормирование частных критериев, причем выбор типа нормирования также субъективен, хотя и он может влиять на результаты выбора.

Ряд исследователей отмечают, что при введении для частных критериев показателей важности затруднено строго обоснованное применение принципа справедливого компромисса, из идей которого вытекает использование как аддитивной, так и мультиплективной форм свертки векторного критерия [1].

Кроме того, и при аддитивной, и при мультиплективной свертке имеет место взаимная компенсация частных критериев, что, по мнению многих специалистов, является серьезным препятствием к практическому применению многокритериального подхода [2].

Наконец, при многокритериальном выборе существенно снижается значимость понятия «экономический эффект», так как этот эффект становится величиной неопределенной и может быть вычислен лишь для строго установленных конкретных условий, выбор которых, как правило, субъективен.

Таким образом, простое сопоставление наиболее важных «за» и «против» выбора технических решений по одно- или многокритериальной модели вряд ли может привести к однозначному суждению. Выбор и здесь в значительной мере субъективен, хотя в конечном счете и обусловлен конкретным содержанием решаемой инженером задачи.

Оценивая с указанных позиций статью Э. Н. Зуева,

следует, по нашему мнению, признать правомерной оценку типа ВЛ на основе многокритериального подхода.

Необходимость в такой оценке возникает главным образом из-за неопределенности стоимости земли, отчуждаемой под трассу традиционных и компактных ВЛ, с различной шириной коридора. Конечно, при реальном проектировании, когда условия прохождения ВЛ точно известны, интервал этой неопределенности может быть несколько сужен, но и в этом случае принятие тех или других граничных значений стоимости земли может повлиять на результат выбора. Кроме того, остается «принципиальная» неопределенность, связанная с отсутствием общепризнанной методики оценки земли в условиях нашей страны.

Вместе с тем недостаточно обоснованным представляется включение в комплексный критерий величины натуральной мощности ВЛ. Прежде всего спорен тезис о том, что натуральную мощность ВЛ следует рассматривать как ее номинальную мощность. Отстаивая это положение, автор по существу проводит знак равенства между работой в режиме с наилучшими технико-экономическими свойствами и работой в режиме с наименьшими потерями активной мощности. Но более важным представляются здесь не терминологические неточности, а соображения о том, что в задачах технико-экономической оценки и выбора электротехнических устройств понятие номинальной мощности фактически не используется. Это понятие служит лишь своеобразной меткой конкретного вида оборудования, которой соответствует определенная стоимость по прейскуранту и определенные технические характеристики по каталогу. Стоимость и характеристики с помощью известных

алгоритмов преобразуются в показатель приведенных затрат, который и включается в комплексный критерий. И, видимо, не случайно для ВЛ отсутствует понятие номинальной мощности, несмотря на то, что более чем столетней давности работы Кельвина по оптимальному выбору сечений проводов ВЛ до сих пор служат основой технико-экономического анализа режимов электротехнических устройств.

Наконец, в статье справедливо отмечается, что задача ВЛ — обеспечить передачу заданной мощности на заданное расстояние. Следовательно, мощность эта для всех типов ВЛ одна и та же, а при их сравнении должны учитываться лишь те изменения других качеств, которые обусловлены именно типом ВЛ (например, потери мощности и энергии, если это имеет место).

Таким образом, по нашему мнению, в комплексный критерий величину натуральной мощности ВЛ включать не следует.

Если сравниваются между собой традиционные и компактные радиальные линии, то в комплексном критерии необходимо было бы учесть возможное различие в уровнях надежности этих линий.

Положительно оценивая статью в целом, мы надеемся, что ее публикация привлечет внимание читателей к разнообразным аспектам проблемы оценки и выбора технических решений, в первую очередь, методологическим аспектам, заслуживающим, по нашему мнению, специального обсуждения на страницах журнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исследование операций. Методологические аспекты.— М.: Наука, 1972.
2. Вентцель Е. С. Исследование операций.— М.: Наука, 1988.

Хроника

УДК 621.31.004.18

Всесоюзная научно-техническая конференция «Разработка методов и средств экономии электроэнергии в электрических системах и системах электроснабжения промышленности и транспорта»

(Днепропетровск, 13—15 ноября 1990 г.)

Конференция была проведена по инициативе Московского энергетического института, являющегося головной организацией по межвузовской целевой научно-технической программе «Экономия электроэнергии», и прошла в Днепропетровском горном институте. Настоящая конференция объединила четвертую и третью конференции соответственно по научно-техническим программам «Разработка методов и средств экономии электроэнергии в электрических системах» и «Пути экономии и повышения эффективности использования электроэнергии в системах электроснабжения промышленности и транспорта». В работе приняли участие ведущие специалисты (более 200 человек), представляющие большинство научно-исследовательских, опытно-конструкторских и проектных организаций страны, специализирующихся в этой области, а также энергосистемы (56 организаций).

Всего на секциях и пленарных заседаниях было заслушано и обсуждено 189 докладов и сообщений.

На конференции работало шесть секций по следующим направлениям:

1. Принципы автоматизированного управления системами электроэнергетики.

2. Синтез методов снижения потерь электроэнергии и повышения ее качества.

3. Разработка методов повышения надежности и новых технических решений передачи и распределения электроэнергии.

4. Экономия электроэнергии в системах электроснабжения и электротехнологии промышленных предприятий.

5. Пути экономии и безопасности использования электроэнергии в системах электроснабжения транспорта и предприятий горно-металлургического комплекса.

6. Энергосберегающие методы и технические средства промышленного электропривода.

Конференцию открыл ректор Днепропетровского

горного института, доктор техн. наук, проф. Пивняк Г. Г., который в своем выступлении кратко охарактеризовал результаты работ института по проблемам, вынесенным на конференцию, изложил перспективы научных исследований и внедрения их результатов на предприятиях горно-металлургического комплекса.

Доктор техн. наук, проф. Фокин Ю. А. на пленарном заседании осветил результаты и ход выполнения Межвузовской целевой комплексной программы работ по решению научно-технической проблемы «Разработка методов и средств экономии электроэнергии в электрических системах». Проблемам экономии электроэнергии на промышленных предприятиях и в энергоемких электротехнологических процессах был посвящен доклад доктора техн. наук, проф. Шевченко В. В. Академик АН УССР Шидловский А. К. рассмотрел состояние энергетики Украины и изложил концепцию развития энергетики республики, которая учитывает экологические и социальные проблемы в регионе. Канд. техн. наук Железко Ю. С. в своем докладе на пленарном заседании остановился на проблеме потерь электроэнергии, путях их снижения, а также в свете указанной проблемы изложил основные положения введенных с 1991 г. новых тарифов на электрическую энергию.

На секциях были заслушаны и обсуждены по соответствующим направлениям результаты исследований организаций и научных коллективов. Наиболее значимыми из представленных на конференции являются следующие направления научных работ:

первая секция: оперативное управление и оптимизация режимов энергосистем, энергообъединений, мощных электростанций и энергетических сетей; координация стратегий энергосбережения средствами автоматизированного управления системами электроэнергетики в нормальных и аварийных режимах;

вторая секция: разработка методов оценки потерь электроэнергии и исследование путей их снижения в

системах передачи и распределения электроэнергии; разработка критериев оценки и средств контроля и управления качеством электроэнергии; влияние объектов электроэнергетики на окружающую среду;

третья секция: разработка методов анализа расчета и повышение надежности электрических сетей и систем; модели и методы оптимизации надежности и новые технические решения ее обеспечения;

четвертая секция: экономия электроэнергии в системах электротехнологии; разработка путей повышения эффективности систем электроснабжения предприятий, режимы электропотребления технологических установок и производств;

пятая секция: разработка методов и технических средств повышения надежности, эффективности и электробезопасности систем электроснабжения предприятий горно-металлургического профиля; разработка противаварийных средств автоматического управления;

шестая секция: разработка эффективных методов регулирования в различных системах промышленного электропривода; пути экономии электроэнергии в системах электроснабжения транспорта.

Участниками конференции отмечалось, что ход выполнения и результаты работ, представленных на конференцию, достаточно широко освещались в научно-технической печати и периодически обсуждались на тематических совещаниях специалистов. Новизна разработок подтверждена авторскими свидетельствами, по результатам исследований изданы и подготовлены к печати монографии, учебники и учебные пособия. При составлении новых учебных планов и программ профилирующих дисциплин энергетических специальностей введены или расширены разделы, посвященные проблемам экономии электроэнергии. Отмечалось также, что результаты исследований, выполненных в рамках целевой комплексной программы «Экономия электроэнергии», использовались многими вузами в лекционных курсах, при курсовом и дипломном проектировании, подготовке кандидатских и докторских диссертаций.

Вместе с тем участники конференции выразили озабоченность недостаточными объемами и темпами внедрения и реализации теоретических и практических результатов исследований, неоправданными задержками в освоении промышленностью новых видов оборудования и технологических процессов; в выступлениях прозвучало беспокойство по поводу недостаточного взаимодействия учебных вузов и специалистов академических и отраслевых НИИ, предприятий отраслей в проведении и реализации результатов научно-исследовательских работ.

По результатам выступлений и обсуждения докладов конференция приняла следующие основные рекомендации:

1. Считать целесообразным продолжить научные исследования по направлениям, определенным программой «Экономия электроэнергии», в рамках новой Всесоюзной межвузовской целевой комплексной программы работ по решению проблемы «Развитие научных основ экономии электроэнергии». Координационному совету программы осуществлять координацию и согласование новой программы с аналогичными программами, выполняемыми в организациях Минэнерго СССР, Минэлектротехприбора СССР и других союзных и республиканских ведомств.

2. Вузам страны, академическим и отраслевым НИИ принять участие в выполнении указанных ниже заданий программы по экономии эффективности использования электроэнергии во всех областях народного хозяйства:

исследовать и создать многокритериальные системы управления режимами и развитием энергосистем для

обеспечения их надежности, устойчивости, экономичности и экологичности, в том числе в условиях рыночной экономики;

продолжить исследование и разработать новые методы и средства определения потерь электроэнергии и повышения ее качества, включив работы по разработке методов и технических средств повышения качества электрической энергии в городских электрических сетях 6—10/0,38 кВ во Всесоюзную межвузовскую целевую комплексную программу работ по решению проблемы «Развитие научных основ экономии электроэнергии»;

продолжить работы по совершенствованию порядка оплаты электроэнергии, учитывающего долевые вклады потребителя и энергоснабжающей организации в ухудшении показателей качества;

считать необходимым разработать новую редакцию «Руководящих указаний по расчету потерь на корону в воздушных линиях СВН», включая ВЛ 1150 кВ, с учетом новейших научных разработок и результатов экспериментальных исследований;

разработать методы и средства обеспечения надежности и живучести электрических систем в целом и электрических сетей различных назначений с применением автоматизированного управления;

разработать методы и средства оптимального построения систем передачи и распределения электроэнергии с применением перспективных решений и при учете характеристик динамики, статики и «размытости» прогнозируемой информации, а также учета требований экологии и безопасности;

оптимизировать режимы систем генерации, передачи, распределения, преобразования и использования электроэнергии с применением автоматизированного их анализа и управления;

разработать установки автоматизированного многофункционального использования на статических компенсирующих устройствах в электрических сетях различных назначений;

приступить к созданию системы оперативной автоматизированной диагностики оборудования электрических сетей и управления энергосбережением на предприятиях горно-металлургического комплекса;

внедрить на вновь вводимых шахтах системы электроснабжения по схеме «глубокого ввода» на напряжение 35 кВ, включая перевод подземных распределительных сетей на 10 кВ и широкое использование коммутационного электрооборудования с вакуумными и элегазовыми камерами для подстанций, работающих во взрывоопасных средах;

продолжить работы по созданию системы использования шахтного каптированного метана для генерирования электрической энергии и тепла с использованием газодизельных силовых установок. С этой целью просить ГКНТ СССР продолжить финансирование этой работы, направленной на повышение полноты использования энергетических ресурсов угольных месторождений;

продолжить исследования по разработке методов и средств оценки эффективности процессов электропотребления, а также регулированию режимов электропотребления при любых видах ограничений электроснабжения;

считать необходимым в ближайшей перспективе разработать научные основы анализа и синтеза преобразователей энергии на базе новых управляемых силовых элементов для широкого внедрения энергосберегающих технологий и для питания потребителей с особым характером нагрузки;

интенсифицировать разработку и исследование путей решения проблем электромагнитной совместимости и энергообмена промышленных электроприводов, а так-

же совершенствование методов оценки их энергетических показателей;

ускорить разработку и внедрение простых, эффективных и надежных энергосберегающих систем электропривода;

считать целесообразным разработку и серийное производство более широкой номенклатуры модификаций единых серий электродвигателей и освоение производства отечественных полупроводниковых приборов и преобразователей повышенного качества.

ШКРАБЕЦ Ф. П., доктор техн. наук,
ПОЛЯКОВ М. А., канд. техн. наук

УДК [621.3.038:621.37]:061.3

Первая Всесоюзная научно-техническая конференция по электромагнитной стойкости радиоэлектронных средств

(Харьков, 14—16 мая 1991 г.)

Конференция проводилась на базе научно-исследовательского и проектно-конструкторского института «Молния» при Харьковском политехническом институте Минвуза Украинской ССР.

В работе конференции приняли участие 187 специалистов из более чем 40 организаций страны. Было представлено 120 докладов, посвященных основным проблемам повышения электромагнитной стойкости радиоэлектронных, электронных и электротехнических средств (РЭС, ЭС и ЭТС) к воздействию мощных электромагнитных помех (МЭМП), больших токов и перенапряжений естественного и искусственного происхождения, а также ряду аспектов, связанных с обеспечением электромагнитной совместимости (ЭМС) этих средств.

В своем вступительном слове на пленарном заседании первый заместитель председателя Государственного комитета СССР по науке и технологиям доктор технических наук Бортник И. М. охарактеризовал современное состояние вопросов, связанных с обеспечением ЭМС и стойкости РЭС, ЭС и ЭТС. Было отмечено, что в настоящее время эти вопросы имеют важное значение, а в области сертификации продукции по параметрам ЭМС и стойкости принимают международный характер.

На конференции было оглашено Постановление ГКНТ СССР о создании при комитете Научного совета по электромагнитной совместимости и стойкости радиоэлектронного, электронного и электротехнического оборудования, основной задачей которого является улучшение координации и повышение эффективности фундаментальных и прикладных научно-исследовательских работ в области обеспечения электромагнитной совместимости и повышения стойкости радио- и электронного оборудования.

Работы конференции проводились по пяти направлениям.

Общие аспекты теории и практики обеспечения электромагнитной стойкости РЭС. Рассматривались вопросы, связанные с обеспечением надежной эксплуатации и качественного функционирования РЭС, ЭС и ЭТС в сложной помеховой электромагнитной обстановке (ЭМО), создаваемой источниками мощных электромагнитных излучений естественного и искусственного происхождения.

Основным вопросом в обеспечении стойкости РЭС,

ЭС и ЭТС к воздействию МЭМП является проведение их испытаний путем воспроизведения, моделирования или имитирования факторов, оказывающих дестабилизирующее влияние на нормальное функционирование этих средств или выводящих их из строя. В докладах приводились номенклатура, параметры и амплитудно-временные характеристики МЭМП, предназначенные для испытаний РЭС, ЭС и ЭТС на электромагнитную стойкость.

Разряд молнии в зависимости от условий проведения испытаний и вида испытываемых объектов воспроизводится импульсами тока с амплитудой 20—200 кА, временем нарастания 1—2 мкс и временем полуспада 40—50 мкс. Электромагнитные поля излучения молнии на расстояниях до 50 м от канала разряда характеризуются напряженностью электрического поля от 10^5 до $8 \cdot 10^5$ В/м и напряженностью магнитного поля в пределах от 300 до 900 А/м. Время нарастания грозового электромагнитного импульса соответствует 0,1—0,2 мкс, время полуспада — 10 мкс.

Линии электропередачи напряжением 750 кВ в рабочем режиме создают напряженности электрического поля $E=25$ кВ/м и магнитного $H=55$ —60 А/м. Напряженность электрического поля под ЛЭП 110 кВ в режиме однофазного короткого замыкания (КЗ) достигает 30 кВ/м, магнитного поля — 3 кА/м.

Контактная сеть железных дорог (КС ЖД) наиболее опасное электромагнитное влияние на РЭС, ЭС и ЭТС оказывает в режиме КЗ. Напряженность электрического поля под проводами контактной сети постоянного тока в этом случае составляет 10 кВ/м и магнитного — 1 кА/м.

В докладах отмечалось, что энергия электромагнитных помех, создаваемых источниками МЭМП, в большинстве случаев значительно превышает уровни допустимых пороговых значений (10^{-2} — 10^{-7} Дж), приводящих к деградации основной элементной базы РЭС, ЭС и ЭТС.

Установки для испытания на электромагнитную стойкость. Для получения импульсов напряжения от 0,2 МВ и более применяют генераторы импульсных напряжений (ГИН). В настоящее время разработаны и эксплуатируются ГИН на напряжения 4—12 МВ, применяемые для получения длинных искр, моделирующих канал разряда молнии. В основном это генераторы этажероч-

ной конструкции, выполненные по схеме Аркадьева — Маркса.

Была представлена конструкция ГИН, выполненного в герметичном стальном корпусе, заполненном сжатым элегазом при давлении 0,5 МПа. Корпус имеет диаметр 1,2 м и длину 8 м. Генератор позволяет получить импульсы напряжением от 0,3 до 2,5 МВ с минимальной длительностью фронта 3,5 нс.

Разработан ГИН на 4,5 МВ, размещенный в горизонтальном баке диаметром 3 м, заполненном трансформаторным маслом. Зарядно-разрядный контур содержит 25 каскадов с номинальным зарядным напряжением ± 90 кВ. Каждый каскад включает две последовательные группы конденсаторов ИК-100-0,4 по два параллельно включенных конденсатора в каждом. Емкость ГИН в разряде — 16 нФ, собственная индуктивность не более 25 мкГн, запасаемая энергия 162 кДж при номинальном напряжении 4,5 МВ.

Рассматривались конструкции генераторов нано- и субнаносекундных импульсов напряжения, выполненные на полосковых линиях. В качестве коммутирующих устройств в этих генераторах используются быстро действующие разрядники с твердым диэлектриком, полупроводниковые приборы и ртутные герконы. Генераторы позволяют формировать на нагрузке с сопротивлением 50 Ом импульсы напряжения с амплитудой 1—10 кВ, имеющие время нарастания на фронте 0,2—1,0 нс, и постоянную спада от 3 до 50 нс.

Для воспроизведения токов молний с амплитудой от десятков до сотен килоампер применяются генераторы импульсных токов (ГИТ). На конференции была описана созданная на базе нескольких ГИТ установка, предназначенная для проведения испытаний радиоэлектронного оборудования самолетов на молниестойкость. Установка воспроизводит как в отдельности, так и совместно токи практически всех стадий грозового разряда: предлидерной; лидерной (с токами до 1 кА); главного разряда (с амплитудой от 1 кА до 200 кА); промежуточной (с токами в 2 кА), а также постоянную составляющую сопровождающего тока длительностью до секунды и амплитудой 400—800 А.

В последнее время широкое распространение получили передвижные установки, воспроизводящие напряжения натурных молний и их токи, которые предназначены для проведения полномасштабных испытаний крупногабаритных объектов на молниестойкость.

Разработана установка на базе трех автомобилей МАЗ 543 А, которая содержит два генератора: ГИТ с рабочим напряжением 400 кВ (ударная емкость 3,6 мкФ) и ГИН с выходным напряжением 600 кВ и ударной емкостью 0,5 мкФ. При запасаемой энергии 480 кДж система генераторов позволяет получить импульс суммарного напряжения до 1 МВ и тока до 50 кА. Аналогичная установка, смонтированная на базе автомобиля МАЗ 9397, обеспечивает получение в нагрузке с сопротивлением 10 Ом и индуктивностью 100 мкГн импульса тока 5/30 мкс, с амплитудой 50 кА.

Для воспроизведения мощных электромагнитных полей излучения молний были представлены установки с использованием источников высокого напряжения (ГИН) и (или) источников больших токов (ГИТ) в комплексе с полеобразующими системами, обеспечивающими формирование в своих рабочих объемах электромагнитных полей необходимой топологии и требуемых амплитудно-временных характеристик. Рассматривались конструкции полеобразующих систем полоскового и излучающего типа. Анализировались методы расчета различных видов коаксиально-полосковых переходов между высоковольтными источниками и системы полеобразования, а также способы их согласования.

Создание высоковольтных установок с предельными

параметрами для проведения испытаний РЭС, ЭС и ЭТС на электромагнитную стойкость требует обеспечения на необходимого технического уровня элементной базы этих установок, прежде всего импульсных конденсаторов и высоковольтных коммутаторов.

В настоящее время разработаны и изготавливаются высоковольтные импульсные конденсаторы с удельной энергией до 200 Дж/дм³ и ресурсом 10⁴ коммутаций.

Рассмотрены различные типы коммутаторов, работающих в газообразных и твердых средах. Разработаны газонаполненные разрядники на рабочие напряжения 2—2,5 МВ, которые позволяют формировать в нагрузке фронт импульса порядка 10 нс. Удалось достигнуть стабильности работы шести таких разрядников с точностью включения не ниже 2,5 нс. Показано, что твердотельные разрядники на полиэтиленовых прокладках при рабочем напряжении 70 кВ в импульсном режиме имеют время запаздывания 19 нс и стабильность срабатывания 0,6 нс.

В настоящее время все более широкое распространение получают газонаполненные разрядники высокого давления с лазерным поджигом. Диапазон их рабочих напряжений от 10³ до 10⁶ В. Обычно такие разрядники работают вблизи пробивного напряжения, где обеспечиваются малые времена коммутации, малые задержки включения и нестабильности. Так, применение лазерного запуска в двадцатиступенчатом наносекундном ГИН позволило получить разброс включения у разрядников на 50 кВ не более 1 нс.

Метрологическое обеспечение испытаний РЭС на электромагнитную стойкость включает в себя измерение параметров воспроизводимых поражающих факторов, оказывающих дестабилизирующее влияние на РЭС (мощных электромагнитных полей, больших токов и высоких напряжений), а также контроль за реакцией типовых цепей РЭС на эти воздействия (измерение токов и напряжений, наводимых в цепях этих средств).

Отмечалось, что в настоящее время очевидна необходимость существенного расширения амплитудно-временного диапазона технических средств, обеспечивающих измерение напряженности электрических и магнитных полей. Используемые в настоящее время емкостные и индуктивные преобразователи для измерений электрических и магнитных полей при подходе к фронту 1 не возбуждаются на собственных резонансных частотах. Освоение субнаносекундного диапазона с помощью оптических преобразователей и волоконно-оптических линий связи до настоящего времени находится в стадии лабораторных макетов.

Разработано образцовое средство измерения параметров напряженности импульсного электрического поля на основе несимметричной полосковой линии с диэлектрическим заполнением. Его основные характеристики: коэффициент преобразования 0,18 МВ/В/м, длительность переходной характеристики на уровне 0,5 соответствует 14,6±1,5 нс; время нарастания переходной характеристики по уровням 0,1—0,9 составляет 0,36±0,18 нс; погрешность коэффициента преобразования 7,2 %.

В настоящее время на основе безжелезного емкостного трансформатора разрабатывается образцовая мера импульсных токов с амплитудой до 100 кА. По оценкам погрешность меры будет лежать в пределах 5—7 %.

Разработан наносекундный делитель напряжения, предназначенный для измерения совместно с осциллографом С7-19 однократных импульсов напряжения с амплитудой до 50 кВ. Его технические данные: коэффициент деления 2500±500, время нарастания переходной характеристики не более 1,0 нс, постоянная времени спада вершины не менее 500 нс.

Отмечалось, что современные осциллографы С7-19 СРГ-7 позволяют регистрировать однократные импульсы с субнаносекундным фронтом. Наличие стробоскопических осциллографов типа С9-11, С9-12 и других с полосой рабочих частот 18—25 ГГц и погрешностью измерений порядка 1 % позволяет с высокой точностью аттестовать измерительные преобразователи.

Взаимодействие мощных электромагнитных помех с цепями и элементами конструкций РЭС. Воздействие МЭМП на РЭС носит комплексный характер, в котором практически невозможно разграничить влияние различных факторов. В такой ситуации естественным в оценках является определение наиболее вероятных путей воздействия помех на РЭС и выделение наиболее критичных из них. К ним прежде всего относятся такие внешние цепи РЭС, как антенно-фидерные тракты, воздушные проводные и подземные кабельные линии связи, цепи электропитания, системы общих точек и заземлений. При этом исследуемую систему (РЭС) представляют в виде «черного ящика» с известными входными и выходными характеристиками.

На конференции были рассмотрены вопросы анализа процессов воздействия молний на объекты с радиоэлектронным оборудованием. Предложены методики расчета токов, наводимых в проводниках импульсными электромагнитными полями. Исследованы взаимодействия типовых цепей РЭС с электромагнитными помехами. Рассматривались модели взаимодействия электромагнитных волн с кабельными линиями связи и методы расчета наводимых в них потенциалов. Также рассмотрены вопросы взаимодействия корпусов — экранов РЭС с электромагнитными полями.

Методы защиты РЭС от воздействия мощных электромагнитных помех.

В настоящее время в качестве одного из основных видов защитных элементов используют электромагнитные экраны. Они могут предназначаться как для всего РЭС, так и для отдельных его узлов, блоков и систем. Для улучшения защитных свойств реальных корпусов-экранов, имеющих отверстия, швы, щели, лючки или разъемные соединения, применяют проводящие уплотнительные прокладки, сетки, сальники и т. п. Для снижения влияния МЭМП по внешним линиям связи рекомендуется применять кабели с дополнительным экранированием вводов в корпуса-экраны РЭС и мест их соединения. Наряду с традиционными металлическими экранами широкое распространение в настоящее время получили электромагнитные экраны, изготовленные из пласти массы, композиционных материалов и эластомеров с металлическим напылением.

Разрядники и специальные защитные полупроводниковые приборы в настоящее время пока остаются единственными ограничителями наводок в цепях РЭС по амплитуде. Разработана газоразрядная система молниезащиты бортовых цепей РЭС самолетов, выдерживающая без нарушения своих функциональных характеристик воздействие импульсов тока молний с амплитудой до 200 кА.

В качестве защиты цепей РЭС от перенапряжений хорошо зарекомендовали себя варисторы, тиристоры, диоды и стабилитроны. Эти элементы, как правило, применяют в последней ступени защитной системы. Разработан твердотельный быстродействующий низкоемкостной биполярный пороговый ограничитель, имеющий межэлектродную емкость 10^{-12} Ф, сопротивление до переключения более 100 кОм и после переключения

1,5 Ом, время срабатывания не более 10^{-9} с, уровень повреждения более 300 А; остаточное напряжение составляет 2—10 % амплитуды воздействующих импульсов.

Для ограничения импульсных наводок по спектру эффективным методом применяются проходные конденсаторы емкостью от 0,1 до 0,47 мкФ и дроссели с индуктивностью 0,1—1,0 мГн.

Содержание докладов показывает, что вопросам обеспечения электромагнитной совместимости и повышения стойкости радиоэлектронных и электротехнических средств к воздействию мощных электромагнитных помех уделяется серьезное внимание. Вместе с тем на конференции выявились проблемы, решение которых требует объединения усилий научно-исследовательских и проектно-конструкторских институтов и организаций:

в настоящее время в стране практически отсутствуют нормативно-технические документы, регламентирующие номенклатуру и параметры МЭМП естественного и искусственного происхождения;

далеко не в полном объеме определены основные требования по обеспечению ЭМС и стойкости РЭС, ЭС и ЭТС;

не уделяется должное внимание вопросам сертификации и аттестации продукции, содержащей в своей основе радио- и электротехническое оборудование, по параметрам ЭМС и стойкости;

в стране практически отсутствуют испытательные центры, оснащенные необходимым оборудованием и способные проводить в полном объеме испытания РЭС, ЭС и ЭТС на ЭМС и стойкость;

слабо развита база метрологического обеспечения испытаний в области ЭМС и стойкости, особенно в аспектах создания автоматизированных измерительных систем.

Учитывая тенденции развития проблем, связанных с обеспечением ЭМС и стойкости, а также передовой зарубежный опыт в этой области, на конференции предложено активизировать проведение исследований и разработок в следующих основных направлениях:

разработать единую систему государственных стандартов, определяющих номенклатуру, характеристики и технические требования к параметрам, обеспечивающим ЭМС и стойкость радио- и электротехнического оборудования при его аттестации;

разработать и внедрить нормативно обоснованные требования, включаемые в технические задания на разработку РЭС, ЭС и ЭТС и направленные на обеспечение ЭМС и повышение стойкости этих средств к воздействию МЭМП;

разработать и создать серию унифицированных установок для проведения комплексных испытаний радио- и электротехнического оборудования по параметрам ЭМС и стойкости, оснастить ими существующие и создаваемые испытательные центры страны;

разработать руководящие материалы, включающие в себя методики расчета и методы проведения испытаний РЭС, ЭС и ЭТС на ЭМС и стойкость.

На конференции было принято решение провести в 1993 г. Вторую Всесоюзную научно-техническую конференцию по проблемам электромагнитной стойкости РЭС, ЭС и ЭТС на базе Всесоюзного научно-исследовательского центра ВЭИ в г. Истра Московской области.

**КРАВЧЕНКО В. И., канд. техн. наук,
ЛАРИОНОВ В. П., доктор техн. наук,
НЕСКОРОДОВ Г. Ф., канд. техн. наук**

Валентин Александрович Фабрикант

В возрасте 84 лет скончался известный советский физик, действительный член Академии педагогических наук СССР, доктор физико-математических наук, профессор В. А. Фабрикант.

Валентин Александрович был крупнейшим специалистом по физической оптике, физике газового разряда и квантовой электронике. Работы В. А. Фабриканта хорошо известны как в нашей стране, так и за рубежом.

В. А. Фабрикант после окончания физико-математического факультета Московского государственного университета в 1930 г. работал во Всесоюзном электротехническом институте, где вскоре возглавил лабораторию. Первые годы его научной деятельности в ВЭИ были посвящены различным вопросам фотометрии и прикладной оптики.

С 1932 г. внимание В. А. Фабриканта концентрируется на вопросах оптики газового разряда, связанных с созданием в ВЭИ газоразрядных приборов. Особое значение имели исследования по распространению излучения через среды с инверсной заселенностью энергетических уровней. Впервые было указано, что при прохождении излучения сквозь слой такой среды будет иметь место не ослабление, а усиление излучения, вызванное процессами вынужденного испускания квантов энергии. При этом В. А. Фабрикант впервые обратил внимание на принципиальную возможность существования инверсной заселенности и указал на конкретные пути реализации этого состояния. Результаты этих исследований вошли в докторскую диссертацию В. А. Фабриканта, защищенную им в 1939 г. в Физическом институте АН СССР, и были опубликованы в трудах ВЭИ в 1940 г.

В докторской диссертации усиление света и инверсных средах рассматривалось как способ доказательства существования вынужденного испускания. Однако в 1951 г. В. А. Фабрикант с сотрудниками уже подал заявку на изобретение нового метода усиления излучения в ультрафиолетовой, видимой, инфракрасной и радио областях спектра. В 1959 г. по этой заявке было выдано автор-

ское свидетельство, а в 1964 г. — диплом об открытии.

Таким образом, В. А. Фабрикант впервые указал на возможность получения инверсной заселенности энергетических уровней, предложил ряд конкретных экспериментальных методов ее получения, реализованных в настоящее время, и сформулировал принцип усиления электромагнитного излучения при прохождении сред с инверсной заселенностью. Как известно, этот принцип является основой нового важнейшего направления современной физики — квантовой электроники.

Экспериментальные работы В. А. Фабриканта отличаются целеустремленностью, комплексностью и оригинальностью методов и всегда были тесно связаны с прикладными задачами. Так, систематическое исследование разряда в парах ртути и свойств люминофоров позволили В. А. Фабриканту внести существенный вклад в разработку и производство отечественных люминесцентных ламп, за что он совместно с группой ученых был удостоен Государственной премии СССР в 1951 г.

Научная деятельность В. А. Фабриканта охватывала большой круг проблем физической оптики, физики газового разряда и квантовой электроники. Упомянем лишь некоторые из них. Хорошо известны поставленные по его инициативе опыты по дифракции поочередно летящих электронов. В. А. Фабрикант — основоположник нового направления физической оптики: применение спектроскопии грубого рассеяния света на частицах для диагностики потоков жидкости и газа. По этой теме под его руководством успешно защищены докторская и пять кандидатских диссертаций, издана монография, редактором которой он является.

Академия наук СССР высоко оценила деятельность В. А. Фабриканта, присудив ему в 1965 г. Золотую медаль имени С. И. Вавилова за выдающиеся работы по оптике газового разряда, в которых впервые были исследованы явления, связанные с отрицательной абсорбцией, и предложено использование этого явления для усиления света.

В. А. Фабрикант опублико-

вано более 250 работ, из которых 80 посвящены оригинальным научным проблемам, получены диплом на открытие и три авторских свидетельства. Следует отметить необычную широту его интересов: статьи по истории физики, научно-популярные работы, статьи в энциклопедиях и словарях, восхищающие глубиной и свежестью изложения, рецензии, критические заметки и др. Профессор В. А. Фабрикант является также автором раздела оптики в курсе общей физики К. А. Путилова.

Педагогическая деятельность В. А. Фабриканта связана с Московским энергетическим институтом с 1930 г., где он с 1944 по 1977 гг. заведовал кафедрой физики. Под его руководством кафедра выросла в сильный научный коллектив высококвалифицированных специалистов. Результаты большой методической и научной работы кафедры используются многими вузами и научно-исследовательскими институтами страны. Многолетняя напряженная и исключительно добросовестная работа В. А. Фабриканта по руководству кафедрой — образец отношения к людям и своим обязанностям.

Помимо чтения лекций, большой консультационной работы, руководства аспирантами и соискателями В. А. Фабрикант много лет возглавлял научно-методические работы, посвященные проблемам преподавания физики в технических вузах, в том числе связи физики с преподаванием теоретических основ электротехники. Эти работы неоднократно отмечались премиями на конкурсах на лучшую научно-методическую работу МЭИ.

В. А. Фабрикант много сил отдавал работе в различных научно-методических советах по физике Минвуза СССР.

Деятельность В. А. Фабриканта как педагога также получила высокую оценку. В 1968 г. он был избран действительным членом Академии педагогических наук СССР. Он являлся председателем комиссии по физике Ученого совета Министерства просвещения СССР.

В. А. Фабрикант вел большую общественную работу, являясь чле-

ном президиума правления Все-юзного общества «Знание» и председателем Научно-методического совета общества, членом редколлегий журналов АН СССР «Радиотехника и электроника», «Квант», «Физика в школе».

Плодотворная научная, педагогическая и общественная деятельность В. А. Фабриканта отмечена двумя орденами Трудового

Красного Знамени, двумя орденами «Знак Почета», Почетной грамотой Президиума Верховного Совета РСФСР, почетными грамотами Минвуза СССР, общества «Знание». В 1972 г. В. А. Фабриканту был награжден Дипломом Почета ВДНХ СССР и занесен в книгу Почета Всесоюзного общества «Знание», а в 1976 г.— Золотой медалью имени С. И. Вавилова за

активный вклад в пропаганду научных знаний.

В. А. Фабриканту был человеком большого личного обаяния, в основе которого лежало уважение к мнению других, доброжелательное и сердечное отношение к ученикам и сотрудникам.

Светлая память о В. А. Фабриканте будет долго жить в сердцах всех, кому посчастливилось общаться с ним.

Группа товарищей и учеников

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), Ершевич 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., Морозкин В. П., Нетушил А. В., Розанов Ю. К., Пищиков В. И., Семенов В. А., Слежановский О. В., Соловьев 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, абонентский ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Редакторы по направлениям тематики:

Евсеев Б. Н. (электрические машины, электропривод, электрический транспорт); Макаршин Б. Д. (ТОЭ, преобразовательная техника, электроматериалы); Прилуцкий А. Л. (электроэнергетика, ТВН, электрические аппараты)

Художественный редактор Т. А. Дворецкова Технический редактор Г. В. Преображенская Корректор З. Б. Драновская

Сдано в набор 09.09.91. Подписано в печать 09.10.91. Формат 60×88^{1/8}. Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 10,78. Усл. кр.-отт. 11,27. Уч.-изд. л. 11,35. Тираж 3511 экз. Заказ 6388. Цена 2 р.

Энергоатомиздат, 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Трудового Красного Знамени Чеховский полиграфический комбинат

Государственной ассоциации предприятий, объединений и организаций полиграфической промышленности «АСПОЛ»
142300, г. Чехов Московской области

СОДЕРЖАНИЕ

Бондаренко А. Ф., Бутин Г. Д., Ляшенко В. С., Маркун И. М., Окин А. А., Петряев Е. И., Портной М. Г. Проблемы объединения энергосистем европейских стран	1
Зуев Э. Н. Выбор типа воздушной линии электропередачи по комплексному критерию	9
Асанов Т. К., Петухова С. Ю. Математическая модель трехпроводной электротяговой сети переменного тока	15
Аврутский В. А., Бизяев А. С., Левитова Л. В., Ларинов В. П., Прохоров Е. Н. Анализ термоионизационного вида разряда	21
Базелиян Э. М. Искровой разряд в грунте	27
Бут Д. А., Конеев С. М.-А. Электродинамические генераторы	33
Терзян А. А., Джавадян А. Д., Рымша В. В., Бородина Е. И. Трехмерное магнитное поле линейного индукторного двигателя постоянного тока	42
Архангельский Н. Л., Курнышев Б. С., Виноградов А. Б., Лебедев С. К. Система векторного управления асинхронным электроприводом состояния	47
Петленко Б. И., Логачев В. Н. Электромобили с комбинированными энергоустановками. Исследование и оптимизация	51
Бабаев М. Б., Голубев А. Н., Королев А. Н. Особенности применения многофазных асинхронных двигателей в регулируемом приводе	57
Сообщения	
Платонов В. В., Быкадоров В. Ф., Пирожник А. А., Хлебников С. Д. Токи разряда емкостного накопителя на поврежденную кабельную линию	62
Карибов С. И., Пичхадзе И. П., Путкарадзе Г. В., Балашвили Д. Н. О самовозбуждении тяговых электродвигателей в схемах с полупроводниково-выми вентилями	66
Цуканов В. И. Аналитический расчет магнитных проводимостей в зазоре электрической машины	69
Кутузов Е. И., Соколовский Ю. Б. Оптимизация динамической структуры линеаризованного вентильного преобразователя в режиме прерывистого тока	71
Каримов А. С., Турдыев М. Т. Элементы качественного анализа особенностей n -контактных феррорезонансных цепей	75
Губкин И. А. Метод оператора проектирования в теории линейных электрических цепей	77
Дискуссии	79
Хроника	81

CONTENTS

Bondarenko A. F., Butin G. D., Lyashenko V. S., Markun I. M., Okin A. A., Petryaev E. I., Portnoi M. G.— Problems in Consolidating the Power Systems of the Countries of Europe	1
Zuyev E. N.— Selection of the Type of Overhead Transmission Line Using a Comprehensive Criterion	9
Asanov T. K., Petukhova S. U.— A Mathematical Model for a Three-Conductor AC Traction Network	15
Avrutsky V. A., Bizyaev A. S., Levitova L. V., Larionov V. P., Prokhorov E. N.— Analysis of a Thermo-Ionizational Kind of Discharge	21
Bazelian E. M.— Spark Discharge in Earth	27
But D. A., Koneyev S. M.-A.— Electrodynamical Generators	33
Terzian A. A., Dzhavadian A. D., Rymsha V. V., Borodina E. I.— The Three-Dimensional Magnetic Field of a DC Linear Inductor Motor	42
Archangelsky N. L., Kurnishev B. S., Vinogradov A. B., Lebedev S. K.— A System for Vector Control of an Asynchronous Electric Drive of the State	47
Petlenko B. I., Logachev V. N.— Electric Motor Cars With Combined Power Installations. Research and Optimization	51
Babayev M. B., Golubev A. N., Korolev A. N.— Features for Application of Polyphase Induction Motors in a Controlled Drive	57
REPORTS	
Platonov V. V., Bykadorov V. F., Pirozhnik A. A., Khlebnikov C. D.— Discharge Currents From a Capacitance Store Onto a Faulted Cable Line	62
Karibov S. I., Pitchadze I. P., Putkaradze G. V., Balashvili D. N.— On Self-Excitation of Traction Motors in Circuits With Semi-Conductor Valves	66
Tsukhanov V. I.— An Analytical Calculation of the Permeances in the Gap of an Electrical Machine	69
Kutuzov E. I., Sokolovsky U. B.— Optimization of the Dynamic Structure of a Linearized Electronic Converter for Intermittent Duty	71
Karimov A. S., Turdyev M. T.— Elements of Quality Analysis of the Specifics of n -Contact Ferroresonance Circuits	75
Gubkin I. A.— A Design Operator Method in the Theory of Linear Electric Circuits	77
DISCUSSION	
CHRONICLE	