



**11**  
**1977**

•ЭНЕРГИЯ•

Вологодская областная универсальная научная библиотека  
[www.booksite.ru](http://www.booksite.ru)

*Да здравствует славное 60-летие Великой  
Октябрьской социалистической революции!*

*Да здравствует Великая Октябрьская со-  
циалистическая революция — главное событие  
XX века, начало всемирно-исторического пово-  
рота человечества к коммунизму!*

(Из призывов ЦК КПСС к 60-й годовщине Великой  
Октябрьской социалистической революции)

УДК 621.31

## Развитие советской электроэнергетики (1917—1977 гг.)

Заместитель Председателя Государственного комитета Совета Министров СССР  
по науке и технике, доктор техн. наук, проф. АЛЕКСЕНКО Г. В.

С первых дней образования советского государства партия и правительство уделяли большое внимание развитию энергетической базы страны. Первым научно обоснованным перспективным планом развития народного хозяйства страны стал план электрификации России (план ГОЭЛРО), принятый на VIII Всероссийском съезде Советов в декабре 1920 г. Владимир Ильич Ленин назвал этот план второй программой партии. В исторически короткий срок масштабы производства электроэнергии возросли с 0,5 млрд. кВт·ч в 1921 г. до 1111 млрд. кВт·ч в 1976 г. Динамику изменения установленной мощности и производства электроэнергии можно проследить по нижеприведенным данным:

Годы	1913	1921	1932	1940	1950	1960	1970	1975	1977 (план)
Установленная мощность, млн. кВт	1,1	1,2	4,7	11,2	19,6	66,7	166,2	217,5	240
Производство электроэнергии, млрд. кВт·ч	2,0	0,5	13,5	48,3	91,2	292,3	740,9	1038,6	1160

За годы Советской власти осуществлены крупные мероприятия по повышению технического уровня и эффективности отечественной энергетики.

Подводя итоги развития электроэнергетического хозяйства за 60-летний период, следует напомнить основные показатели, характеризующие электроэнергетику в начальный период становления первого социалистического государства.

Планом ГОЭЛРО предусматривалось за 10—15 лет построить 30 новых электростанций суммарной мощностью 1,5 млн. кВт и реконструировать действующие электростанции, повысив их мощность на 0,25 млн. кВт. Строительство новых электростанций должно было вестись на базе использования низкосортных местных топлив и гидроресурсов. Планировалось построить энергетические мощности на торфе — 12%, подмосковном угле — 8%, уральском угле — 6,7%, донецком антрацитомовом штыбе — 26,3%; мощность гидроэлектростанций должна была составить 34,4% общей мощности.

Как известно, план ГОЭЛРО был выполнен досрочно, и через 10 лет мощность электростанций была увеличена на 1,7 млн. кВт. За исторически короткий промежуток времени Советский Союз по

Таблица 1

Республика	Производство электроэнергии, млрд. кВт·ч		Отношение (1975 г. к 1940 г.)
	1940 г.	1975 г.	
РСФСР	30,8	639,9	21
Украинская ССР	12,4	194,6	16
Белорусская ССР	0,51	26,7	52
Узбекская ССР	0,48	33,6	70
Казахская ССР	0,63	52,5	83
Азербайджанская ССР	1,8	14,7	8
Литовская ССР	0,04	9,0	225
Молдавская ССР	0,017	13,7	805
Латвийская ССР	0,13	2,9	22
Киргизская ССР	0,05	4,4	88
Таджикская ССР	0,06	4,7	78
Армянская ССР	0,4	9,2	23
Туркменская ССР	0,08	4,5	56
Эстонская ССР	0,09	16,7	185
Грузинская ССР	0,74	11,6	16
Всего по СССР	48,3	1038,6	21

Таблица 2

Динамика изменения основных показателей в работе тепловых электростанций					
Год	Установленная мощность тепловых электростанций на конец года, МВт	Единичная мощность наиболее крупных работающих агрегатов, МВт	Наиболее характерные параметры пара		Удельный расход условного топлива, г/(кВт·ч)
			Температура, °С	Давление, кгс/см²	
1920	1210	3—6	350	13	1020
1930	2747	10—24	375—400	16—29	840
1940	9606	25—100	400—425	30—35	625
1950	16 396	50—100	500—535	90	590
1960	51 940	150—200	565/565	130—170	468
1970	134 000	300—800	565/565*	240	367
1975	176 970	300—800	565/565*	240	340
1980	221 000	500—1200	565/565	240	325
(план)					

\* Температура первичного и вторичного пара временно снижена до 540/540°С.

производству электроэнергии уже в 1937 г. вышел на третье место в мире.

В настоящее время по многим технико-экономическим показателям советское электроэнергетическое хозяйство вышло на первое место в мире или находится на уровне передовых капиталистических государств. Это относится в первую очередь к параметрам и единичной мощности электростанций, удельному расходу топлива на выработку электрической и тепловой энергии, теплофикации, технике передачи электроэнергии на дальние расстояния, строительству гидротехнических сооружений, масштабам и централизации управления объединенными энергосистемами.

К началу 1977 г. 64 электростанции достигли мощности 1 млн. кВт и более, их суммарная мощность составила 52% всей установленной мощности электростанций. Доля СССР в мировом производстве электроэнергии равна 15,9%. Удельный расход условного топлива на один отпущенный киловатт-час планируется довести в этом году до 334 г. Для сравнения отметим, что в США этот

показатель был равен 366 г (1975 г.), в Великобритании — 385 г (1974 г.), в ФРГ — 369 г (1974 г.).

Электростанция сыграла решающую роль в преодолении неравенства уровней экономического развития союзных республик. Данные по темпам роста производства электроэнергии в союзных республиках приведены в табл. 1. Эти цифры наглядно отражают ленинскую национальную политику по выравниванию развития производительных сил союзных республик.

Рассматривая развитие энергетического хозяйства страны за прошедшие годы, следует в первую очередь отметить достижения в области теплоэнергетики.

Важнейшим направлением развития тепловых электростанций является непрерывное улучшение их технико-экономических показателей за счет увеличения единичных мощностей агрегатов, широкого внедрения высоких параметров пара, применения более совершенных тепловых и электрических схем, широкого использования автоматизации технологических процессов.

В результате внедрения новых технических решений систематически улучшались показатели работы тепловых электростанций. Отмеченные положения иллюстрируются табл. 2.

Развитие теплоэнергетики нашей страны неразрывно связано с проведением больших научно-исследовательских работ по вовлечению в топливный баланс тепловых электростанций новых видов топлива, в том числе и низкосортных. Ленинская мысль о целесообразности использовать для получения электроэнергии непервоклассные сорта топлива с наименьшими затратами на добычу и транспортировку получила воплощение при строительстве тепловых электростанций. Советские энергетики по праву являются пионерами в освоении высокоэффективного сжигания низкосортных топлив: подмосковного бурого угля, антрацитового штыба, торфа и сланца в европейской части страны; челябинского и богословского бурых углей, кизеловского каменного угля и торфа на Урале; канско-ачинского бурого угля в Сибири, экибастузского угля в Казахстане, бикинского и райчихинского бурых углей на Дальнем Востоке.

За годы Советской власти осуществлялось не только освоение сжигания новых видов топлива, но и решалась задача увеличения единичных мощностей агрегатов и электростанций. Так, освоение подмосковного бурого угля было начато на Каширской электростанции, мощность которой составляла 12 МВт, а сегодня на этом топливе работает Рязанская ГРЭС мощностью 1200 МВт с энергоблоками на сверхкритические параметры пара. Первые котлы для сжигания фрезерного торфа были установлены на Шатурской ГРЭС и имели производительность 16—30 т/ч на параметры 16—18 кгс/см² и 350—370°С, а сегодня на этой электростанции работают энергоблоки мощностью 200 МВт с котлами производительностью 320 т/ч на параметры пара 140 кгс/см² и 540/540°С.

Освоение антрацитового штыба, который до той поры лежал в отвалах, было начато на Штеровской ГРЭС на котлах производительностью 20 т/ч, а в 1967 г. на Славянской ГРЭС был пущен пер-

вый в Европе энергоблок мощностью 800 МВт с котлами на этом топливе производительностью 1250 т/ч. В ближайшие годы предстоит освоение сжигания бурых углей Канско-Ачинского месторождения на энергоблоках мощностью 800 МВт. Начато строительство крупных тепловых электростанций с энергоблоками мощностью по 500 МВт на экибастузском каменном угле, зональность которого достигает 45%. В Эстонской ССР на сланце работают две тепловые электростанции мощностью 1600 МВт каждая.

Конденсационные электростанции в настоящее время и в ближайшей перспективе — главные источники электроснабжения.

Прирост мощности на этих станциях будет осуществляться в основном за счет установки энергоблоков мощностью 200, 300, 500 и 800 МВт. В этой пятилетке предстоит ввести в эксплуатацию первый энергоблок мощностью 1200 МВт на Костромской ГРЭС. Средняя единичная мощность энергоблоков за период 1976—1980 гг. должна возрасти до 370 МВт, а установленная мощность некоторых ТЭС достигнет 3600—4000 МВт.

Перед энергетиками и энергомашиностроителями стоят важные задачи по созданию высоконадежного и экономичного оборудования в первую очередь для энергоблоков 500 и 800 МВт, предназначенных для работы на различных видах топлив; необходимо также освоить выпуск оборудования для высокоманевренного энергоблока мощностью 500 МВт, предназначенного для работы в пиковой зоне графика электрической нагрузки, и парогазовых установок мощностью 250 МВт, внедрение которых позволяет не только снизить удельные капитальные затраты на строительство ТЭС и повысить экономичность их работы на 4—5%, но и иметь в энергосистемах высокоманевренное оборудование.

Особое место в развитии советской электроэнергетики занимает теплофикация, начало которой было положено планом ГОЭЛРО.

Известно, что теплофикация позволяет экономить до 25% топлива по сравнению с раздельной выработкой тепло- и электроэнергии. Сегодня ТЭЦ обеспечивают около одной трети потребности страны в электрической и 40% в тепловой энергии. Первые теплоэлектроцентрали и тепловые сети были построены в Ленинграде в 1924 г., а сегодня более 1000 теплоэлектроцентралей снабжают теплом свыше 800 городов и промышленных районов страны.

Единичная мощность ТЭЦ достигла 1250 МВт. Первая теплофикационная турбина имела мощность 5 МВт, а сейчас серийно изготавливаются крупные теплофикационные турбины мощностью по 100, 135 и 250 МВт.

В годы десятой пятилетки теплофикация получит свое дальнейшее развитие за счет внедрения более совершенного энергетического оборудования и новых методов проектирования и строительства ТЭЦ, что в целом позволит снизить удельные капитальные затраты на сооружение ТЭЦ.

Новым этапом в развитии теплоэнергетики явился пуск в 1954 г. первой в мире атомной электростанции мощностью 5 МВт. В настоящее время удельный вес атомных электростанций в объеме

производства электроэнергии составляет более 2%. Атомная энергетика нашей страны находится на мировом уровне. Ленинградская АЭС мощностью 2 млн. кВт является одной из крупнейших в мире, на ней установлены два реактора единичной мощностью 1000 МВт. На Крайнем Севере находится в эксплуатации первая в мире теплофикационная атомная электростанция мощностью 48 МВт. Первый опытно-промышленный реактор на быстрых нейтронах мощностью 350 МВт введен в СССР на Шевченковской АЭС в 1973 г.

В десятой пятилетке атомная энергетика будет развиваться более быстрыми темпами. Предстоит провести большой объем работ как в области организации производства оборудования для АЭС, так и в области научно-технических исследований, освоить выпуск оборудования для АЭС с реакторами типа ВВЭР мощностью до 1000 МВт и типа РБМК мощностью до 1500 МВт. В связи с пуском в этой пятилетке на Белоярской АЭС реактора БН-600 будет сделан новый шаг в освоении реакторов на быстрых нейтронах. Необходимо форсировать работы по созданию оборудования для использования атомной энергии в целях теплофикации. Увеличение единичных мощностей атомных реакторов до 1000, 1500, 2000, 2400 МВт выдвигает задачу создания турбогенераторов большой единичной мощности (на 1500 об/мин) и соответствующего комплекса электротехнического оборудования.

На всех этапах развития электроэнергетики гидроэнергетическое строительство играло и продолжает играть большую роль в решении важнейших народнохозяйственных задач. Освоение гидроэнергетических ресурсов нашей страны осуществляется на основе единого комплексного плана с одновременным решением проблем электроснабжения народного хозяйства, интенсификации производства сельского хозяйства на базе орошения засушливых земель, улучшения условий судоходства по рекам, водоснабжения населенных пунктов и промышленных предприятий, создания зон отдыха. Доля ГЭС в выработке электроэнергии в целом по стране составляла в начале 1977 г. более 12%, однако в ряде экономических районов она значительно выше и достигает 25—50% (Северо-Западный, Поволжский, Восточно-Сибирский, Армянская ССР, Грузинская ССР, Таджикская ССР).

В 1940 г. самой крупной электростанцией был Днепрогэс, мощность которого равнялась 560 МВт. Сейчас 20 гидростанций имеют мощность более 500 МВт. С большим экономическим эффектом для народного хозяйства работают непревзойденные в мире по мощности и выработке электроэнергии Братская ГЭС мощностью 4,1 млн. кВт с выработкой энергии до 28 млрд. кВт·ч в год и Красноярская ГЭС мощностью 6 млн. кВт. Сегодня только один агрегат Красноярской ГЭС вырабатывает ежегодно почти столько же электроэнергии, сколько все агрегаты Днепровской ГЭС им. В. И. Ленина довоенного периода. В стадии строительства находятся также гиганты гидроэнергетики: Саяно-Шушенская ГЭС мощностью 6,4 млн. кВт, Усть-Илимская — 4,3 млн. кВт, Нурукская — 2,7 млн. кВт и др.



Таблица 3

Напряжение линий электро- передач, кВ	Протяженность воздушных линий электропередачи по годам, тыс. км					
	1940	1950	1960	1970	1975	1980 (план)
35	8,0	11,9	36,7	175,7	241,6	318,2
110	10,6	16,5	64,6	185,8	244,1	319
154	0,5	0,5	2,0	5,8	7,7	8,0
220—330	1,1	2,5	16,7	64,4	89,0	116,0
400—500	—	—	4,4	13,2	19,4	28,5
750—800	—	—	—	0,56	2,2	3,0
Итого	20,2	31,4	124,4	445,6	600	795

В десятой пятилетке планируется ввести в эксплуатацию 13—14 млн. кВт новой мощности на гидроэлектростанциях в различных районах нашей страны. Важным направлением развития гидроэнергетики должно стать сооружение крупных гидроаккумулирующих электростанций в европейской части СССР. Все это потребует создания нового и специального энергетического и электротехнического оборудования.

Важным фактором развития электроэнергетики является строительство линий электропередач и создание энергетических систем. Если дореволюционная Россия не имела линий электропередач высокого напряжения (была одна линия напряжением 70 кВ), то в 1928 г. протяженность линий напряжением 110—35 кВ достигла 2032 км. Первая линия длиной 100 км и напряжением 110 кВ была сооружена в 1922 г. Она протянулась от Каширской ГРЭС до Москвы. К началу первой пятилетки были образованы энергосистемы: Московская, Ленинградская, Донецкая, Азербайджанская, Грузинская и Армянская. В настоящее время в стране действуют 93 энергетические системы, которые входят в 11 объединенных энергосистем (ОЭС) крупных территориальных районов.

Наиболее важной народнохозяйственной задачей в повышении надежности и экономичности электроснабжения является создание Единой энергетической системы СССР. Формирование ЕЭС СССР осуществляется на базе глубоких научных исследований обоснованной концепции ее развития, исследований принципов оптимального построения схемы основных межсистемных связей с учетом удовлетворения требований по надежности и устойчивости параллельной работы энергосистем в ЕЭС. При этом решаются вопросы и по автоматизированной системе диспетчерского управления, а также противоаварийной автоматике объединенных энергосистем и ЕЭС СССР.

В настоящее время в ЕЭС СССР входят восемь объединенных энергосистем: Центра, Юга, Северо-Запада, Средней Волги, Северного Кавказа, Закавказья, Урала и Северного Казахстана; в их составе работают 68 энергосистем. Мощность электростанций, параллельно работающих в ЕЭС СССР, к началу 1977 г. составила 160 млн. кВт; в 1976 г. ими выработано 75% общего производства электроэнергии в стране. Расстояние между крайними точками территории, охваченной ЕЭС, составляет с севера на юг около 3000 км и с востока на запад около 4000 км.

В 1978 г. на параллельную работу с ЕЭС СССР должна быть подсоединена объединенная энергосистема Сибири. Это не только значительно увеличит мощность ЕЭС СССР, но и резко расширит ее границы — до районов Забайкалья; расстояние между крайними точками ЕЭС возрастет с 4 до 6 тыс. км.

Новым этапом развития ЕЭС СССР явится организация в этой пятилетке параллельной работы ЕЭС СССР с объединением энергосистем стран — членов СЭВ по линии электропередачи напряжением 750 кВ. Объединенные энергосистемы, входящие в ЕЭС СССР, связаны между собой сетями напряжением 220—330—500—750 кВ.

Единая энергетическая система Советского Союза является самой крупной в мире. Наличие мощных электрических связей между объединенными энергосистемами и внедрение устройств режимной и противоаварийной автоматики, высокий уровень диспетчеризации значительно повысили надежность электроснабжения, на 3—4 млн. кВт сократились необходимые резервы мощности, примерно на 6 млн. кВт увеличилась пропускная способность межсистемных связей без строительства дополнительных линий электропередач.

Создание и успешная эксплуатация такого уникального по масштабам и задачам энергетического объединения стали возможными благодаря большим успехам советских ученых и специалистов в строительстве и освоении линий электропередачи переменного и постоянного тока высокого напряжения.

Протяженность линий электропередач в СССР непрерывно увеличивается, что можно проследить по данным табл. 3.

Советский Союз первым в мире создал и ввел в промышленную эксплуатацию линии электропередачи переменного тока напряжением 500 кВ, которые соединили ГЭС на Волге с центром страны и промышленным Уралом. Общая протяженность линии такого класса напряжений превысила к началу 1977 г. 21,1 тыс. км. В 1967 г. в СССР начато освоение линий напряжением 750 кВ, протяженность которых к концу 1976 г. составила 1,7 тыс. км. Эти линии будут сооружаться для передачи мощности от Курской, Смоленской, Чернобыльской атомных электростанций, а также для обеспечения межсистемных связей энергетических систем.

Новым важным шагом в области передачи больших количеств электроэнергии на дальние расстояния станет линия переменного тока с номинальным напряжением 1150 кВ Итат—Новокузнецк, обладающая пропускной способностью 4—5 млн. кВт.

Завершено решение научно-технических проблем, связанных с созданием оборудования для линий постоянного тока напряжением 1500 кВ и мощностью 6 млн. кВт. Линия с такими параметрами обеспечит эффективную передачу электроэнергии на расстояние 2500 км.

В стране осуществляется комплекс исследований, направленных на решение принципиальных вопросов разработки проекта и создания оборудования для линий постоянного тока напряжением

2200—2500 кВ с пропускной способностью более 12 млн. кВт, которые в перспективе должны стать одними из основных средств передачи больших количеств электроэнергии от сибирских энергетических комплексов. Ниже показан рост максимального напряжения линий электропередач:

Годы	Напряжение, кВ
1913	35
1914	70
1922	110
1931	154
1933	220
1956	400
1961	500
1964	800 (постоянный ток)
1967	750
1980 (план)	1150
1984 (план)	1150 (постоянный ток)

Претворение в жизнь ленинских идей широкой электрификации страны осуществлялось одновременно со становлением и развитием электротехнической промышленности. В плане ГОЭЛРО подчеркивалось, что «...деятельность электрических станций становится надежной только в том случае, если рядом существует соответственно развитая электротехническая промышленность».

От царской России электротехническая промышленность унаследовала лишь 16 предприятий, на которых было всего 10 тыс. чел. Сегодня электротехническая промышленность насчитывает 403 предприятия и является важнейшей технической базой развития электроэнергетики и электрификации страны. Современное электротехническое оборудование обеспечивает выработку, передачу и использование электрической энергии во всех отраслях народного хозяйства и в быту. Технический уровень и объемы производства электротехнического оборудования в значительной мере влияют на рост выработки электроэнергии, повышение электровооруженности труда, определяют темпы научно-технического прогресса практически всех отраслей народного хозяйства.

Тенденции роста энергетики и основных средств для выработки и распределения электрической энергии можно проиллюстрировать данными табл. 4.

В 1975 г. Ленинградским производственным электромашиностроительным объединением «Электросила» имени С. М. Кирова создан первый уникальный турбогенератор мощностью 1200 МВт, 3000 об/мин, который сейчас успешно проходит стендовые испытания; на Харьковском заводе «Электротяжмаш» имени В. И. Ленина изготовлены два турбогенератора мощностью 500 МВт, 1500 об/мин для Нововоронежской АЭС. Ведется разработка турбогенератора мощностью 1000 МВт, 1500 об/мин. Электропромышленностью освоены в серийном производстве турбогенераторы мощностью 500 и 800 МВт, 3000 об/мин. В настоящее время в эксплуатации находятся: свыше 140 турбогенераторов мощностью 300 МВт; 10 турбогенераторов мощностью 500 МВт; 5 турбогенераторов мощностью 800 МВт.

В течение нескольких лет эксплуатируются 12 гидрогенераторов мощностью 500 МВт, установленных на Красноярской ГЭС; начато производ-

Таблица 4

Показатель	Достигнуто к концу пятилеток		Отношение (1975 г. к 1932 г.) <sup>1</sup>
	1-я, 1932 г.	9-я, 1975 г.	
Выработка электроэнергии, млрд. кВт·ч	13,5	1038,6	77
Мощность электростанций, млн. кВт	4,7	217,5	46
Ввод мощностей за пятилетку, млн. кВт	2,8	57,6	20
Выпуск электрооборудования:			
турбогенераторы, тыс. кВт	826,0	14084	17
гидрогенераторы, тыс. кВт	259,0	3008,2	12
трансформаторы силовые, тыс. кВ·А	3426	136500	40

во еще более мощных гидрогенераторов (640 МВт) для Саяно-Шушенской ГЭС, первый генератор будет изготовлен к 60-летию Великого Октября. В девятой пятилетке были поставлены более совершенные гидрогенераторы на Нурекскую, Токтогульскую, Усть-Илимскую и другие гидроэлектростанции.

Для обеспечения экономичной и надежной работы мощных генераторов в энергосистемах была проделана большая работа по созданию и внедрению быстродействующих тиристорных систем возбуждения.

В СССР создан синхронный компенсатор мощностью 160 МВ·А с водородным охлаждением.

В ближайшем десятилетии планируется создать и освоить производство унифицированной серии турбогенераторов мощностью от 63 до 800 МВт, конструкция которых должна обеспечить: снижение расхода материалов на 25%, повышение к. п. д. на 0,05—0,1%, доведение коэффициента готовности до 99,5%, увеличение межремонтного периода до 5 лет, повышение маневренности (300 пусков в год), возможность работы с номинальной активной нагрузкой и коэффициентом мощности, равным 0,95 в режиме потребления реактивной мощности. Предполагается также изготовить головные образцы турбогенераторов мощностью 1600 МВт (3000 об/мин) и 2000 МВт (1500 об/мин). Будут проведены научно-исследовательские и опытно-конструкторские научно-исследовательские работы по разработке опытно-промышленного образца криотурбогенератора мощностью 300 МВт.

Увеличение единичных мощностей энергоблоков электростанций, создание объединенных энергетических систем и Единой энергетической системы СССР, широкое строительство распределительных сетей потребовали создания гаммы трансформаторного и высоковольтного оборудования на все классы высоких напряжений вплоть до 750 кВ включительно.

Начато освоение серийного производства трансформаторов напряжением 6—10 кВ мощностью от 25 до 630 кВ·А с витыми магнитопроводами простейшей конструкции, которая позволит механизировать производство и снизить на 10—12% расход материалов. Ведется разработка новой серии двух- и трехмоточных трехфазных трансфор-

маторов с РПН\* на напряжение 110 кВ, которая обеспечит снижение потерь холостого хода на 15—20%, потерь короткого замыкания на 10—15% и уменьшит расход электротехнической и конструкционной стали на 10—15%.

За последние годы обновлена номенклатура трансформаторов 220—500 кВ с учетом всех современных требований энергетики. В настоящее время промышленностью освоены силовые трансформаторы наибольшей единичной мощности: на напряжение 330 кВ — 1000 МВ·А (трехфазный); 500 кВ — 630 МВ·А (трехфазный); 750 кВ — 417 МВ·А (однофазный). Изготавливается опытно-промышленный образец однофазного автотрансформатора на напряжение 1150 кВ (667 МВ·А).

В десятой пятилетке должны быть созданы более мощные трансформаторы: 1250 МВ·А на 330 кВ для работы в блоке с генератором мощностью 1000 МВ·А; 1000 МВ·А на 500 кВ для работы в блоке с генератором мощностью 800 МВт; 533 МВ·А (однофазный) на 500 кВ для работы трехфазной группой 1600 МВ·А в блоке с генератором мощностью 1200 кВт.

В перспективе намечается довести мощности повысительных трансформаторов: трехфазных — до 1600 МВ·А на напряжение 500 кВ и до 1250 МВ·А на напряжение 750 кВ; однофазных — до 833 МВ·А при напряжениях до 1150 кВ.

Важная задача десятой пятилетки — проведение совместно со странами — членами СЭВ разработки единой перспективной серии силовых распределительных трансформаторов общего назначения мощностью до 1600 кВ·А, напряжением до 35 кВ с алюминиевыми обмотками из фольги и ленты.

Технический уровень и надежность трансформаторного оборудования в значительной мере определяются наличием и технической оснащенностью исследовательских баз и стендов для проведения высоковольтных, электромагнитных, тепловых и электродинамических исследований и испытаний. Сооружение высоковольтного зала (144×60×50 м) Всесоюзного института трансформаторостроения, который оснащен генераторами импульсных напряжений на 2400 и 7200 кВ, установкой постоянного тока напряжением 1200 и 2500 кВ, каскадом испытательных трансформаторов напряжением 2250 кВ, ток 2 А, позволяет проводить весь комплекс исследований и испытаний изоляции трансформаторов напряжением до 1800 кВ переменного тока и ±1250 кВ постоянного тока. Требуется скорейшего решения вопрос о сооружении мощного стенда с двумя ударными генераторами типа ТИ-200-2 и одним ТИ-25-2 для испытаний сверхмощных трансформаторов на динамическую стойкость при коротком замыкании.

Созданная в последние годы высоковольтная аппаратура сыграла важную роль в развитии энергетических систем отдельных районов и их объединения в Единую энергетическую систему страны на основе линий электропередач напряжением 300, 500 и 750 кВ. Номенклатура выпускаемой высоковольтной аппаратуры включает различные типы выключателей

(воздушные, маломасляные, баковые масляные, электромагнитные), разъединители, измерительные трансформаторы тока и напряжения, разрядники, комплектные распределительные устройства и т. д. на все классы напряжений и номинальные токи от сотен до нескольких тысяч ампер.

Наиболее ответственными и сложными аппаратами являются выключатели.

Для распределительных сетей 6—10 кВ в последние годы разработаны и производятся серии маломасляных выключателей типов ВМПЭ-10 и ВМПП-10 на номинальные токи 630—3200 А, токи отключения 20 и 31,5 кА. Созданы выключатели типов ВП-10 и ВК-10 с использованием твердой изоляции, которые имеют меньшие массу и габариты. Начат выпуск электромагнитных выключателей (малогабаритных) на напряжение 10 кВ, номинальный ток 630—3200 А, ток отключения 20 и 31,5 кА. На базе этих выключателей выпускаются комплектные распределительные устройства.

При напряжениях 6—35 кВ перспективными являются вакуумные выключатели и комплектные распределительные устройства с применением этих выключателей. Вакуумные выключатели обладают целым рядом преимуществ по сравнению с маломасляными и электромагнитными и имеют более высокие показатели по надежности, быстродействию, ресурсу при отключениях номинальных токов и токов короткого замыкания, что особенно важно для установок с частыми коммутациями.

Организация и подготовка крупносерийного производства нового вида высоковольтной аппаратуры требует выполнения в короткий срок ряда научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по созданию комплекса специального технологического оборудования, конструкций и технологии производства вакуумных камер, выключателей и комплектных распределительных устройств на их основе. На подстанциях напряжением 110—220 кВ в основном применяются масляные баковые и воздушные выключатели, на подстанциях 330 кВ и выше — только воздушные выключатели, изготавливаемые производственными объединениями «Уралэлектротяжмаш» и «Электроаппарат». В девятой пятилетке ПО «Уралэлектротяжмаш» приступило к освоению новой серии воздушных выключателей типа ВНВ на напряжение 110—750 кВ, номинальные токи 3200 и 4000 А, ток отключения от 40 до 63 кА.

Дальнейшее развитие высоковольтной коммутационной аппаратуры зависит от совершенствования воздушных выключателей на базе унифицированной серии воздушных выключателей на напряжение 110—750 кВ и токи отключения 25—80 кА, создания и внедрения герметизированных комплектных распределительных устройств с элегазовой изоляцией (ГЭКРУ) на напряжение 110—500 кВ, а в будущем и на 750—1150 кВ. Распределительные устройства с элегазовой изоляцией являются наиболее прогрессивным высоковольтным оборудованием, которое обеспечивает повышение надежности и безопасности в эксплуатации, значительное уменьшение габаритов и массы оборудования, площадей подстанции. Необходима также разработка научных основ применения сжатых га-

\* Устройство переключения ответвлений обмоток трансформаторов под нагрузкой.

зов для создания газоизолированных высоковольтных линий электропередач.

Повышение технико-экономических показателей и снижение затрат на сооружение подстанций и линий электропередач сверхвысокого напряжения требует проведения фундаментальных исследований изоляционных систем, новых разработок высоконадежного защитного оборудования, обеспечивающего глубокое ограничение перенапряжений, и коммутационной аппаратуры, позволяющей создать подстанции с защитным уровнем изоляции 1,5—1,6. Параллельно должны создаваться новые надежные комплексы релейных защитных средств и автоматики для энергосистем.

Должен быть резко поднят уровень метрологического обеспечения высоковольтной энергетики. Класс средств измерения тока и напряжения в энергосистемах необходимо поднять до 0,2 при одновременном создании средств аттестации и поверки с классами не ниже 0,05—0,1 для всех значений напряжений и токов.

Необходимым условием ускоренного развития научно-технического прогресса в области высоковольтной аппаратуры является опережающее развитие экспериментальных баз для высоковольтных исследований и испытаний на коммутационную способность. В ближайшие годы должны быть созданы условия для полноценных испытаний высоковольтных аппаратов на ток до 100 кА.

Большие успехи достигнуты в создании комплекса высоковольтного и преобразовательного оборудования для линии электропередачи постоянного тока напряжением 1500 кВ.

В девятой пятилетке выполнен большой объем сложных научно-исследовательских, опытно-конструкторских и технологических работ, в результате которых были изготовлены: высоковольтный тиристорный вентиль на напряжение 235 кВ, мощностью 65 тыс. кВт с лазерно-световодной системой управления и охлаждением деионизованной водой; силовые трансформаторы мощностью 175 тыс. кВ·А для питания преобразовательных мостов напряжением 400 и 750 кВ от примыкающих систем 500 кВ; линейный реактор на 400 и 750 кВ; разрядники; реакторы, регулируемые под нагрузкой, для конденсаторной батареи фильтров гармоник и многие виды другого оборудования.

В процессе создания комплекса оборудования был сооружен и введен в действие мощный испытательный стенд в г. Тольятти, который позволяет проводить испытания оборудования на класс напряжения  $\pm 750$  кВ в условиях, максимально приближенных к реальным. На этом стенде впервые в мировой практике были успешно проведены натурные испытания преобразовательных устройств мощностью 375 тыс. кВт с полным комплексом

оборудования постоянного тока на напряжение  $\pm 400$  кВ.

Для проведения эксплуатационной проверки научно-технических решений по системам управления, регулирования, защиты, автоматики и измерений в электропередаче постоянного тока сооружен и введен в действие испытательный стенд на подстанции Белый Раст.

Для дальнейшего совершенствования устройств генерирования, аккумуляирования, распределения и передачи электроэнергии с экстремальными параметрами должны быть ускорены экспериментальные исследования в области проблем сильных электрических и магнитных полей, физики высоковольтного разряда, физики диэлектриков, электродинамики дисперсных сред, научных основ использования явления сверхпроводимости в электротехнике, мощных импульсных устройств. Эти направления электрофизики приобретают сейчас особое значение для решения проблем регулируемой термоядерной реакции, где требуется создание уникальных электротехнических и электрофизических устройств.

Советский Союз оказывает техническое содействие многим странам в сооружении гидравлических, тепловых и атомных электростанций, линий электропередач и подстанций. Электротехнические изделия советского производства пользуются большим спросом во многих странах практически всех континентов.

В советском разделе выставки «Электро-77» (Москва, 9—23 июня 1977 г.) были представлены макеты и натурные образцы основного оборудования для выработки, передачи и распределения электрической энергии, в значительной мере отражающие перспективные направления развития советской энергетики. Среди них криогенный турбогенератор, термоядерная установка «Токамак-10», сверхпроводящий кабель, электронно-лучевые вентили, высоковольтный тиристорный вентиль. Широко были показаны электрооборудование и конструкции линии электропередачи переменного тока напряжением 1150 кВ.

Важным событием в истории мировой электротехники был проведенный в год 60-летия Великого Октября Всемирный электротехнический конгресс (Москва, 21—25 июня 1977 г.). Материалы конгресса послужат хорошей основой для дальнейшего развития научно-технического прогресса энергетики и электротехники.

Советские энергетики, энерго- и электромашиностроители, как и все трудящиеся нашей Родины, мобилизуют сегодня свои усилия на выполнение плана десятой пятилетки и на достойную встречу 60-летия образования первого в мире социалистического государства.



# Всемирный электротехнический конгресс 1977 г.

Академик АН СССР ГЛЕБОВ И. А.

В год 60-летия Великой Октябрьской революции в Москве (с 21 по 25 июня) после 45-летнего перерыва состоялся XI Всемирный электротехнический конгресс.

Конгресс проходил под девизом: «Настоящее и будущее электротехники». Основное внимание конгресса было уделено перспективным проблемам, особенно тем, которые могут иметь наибольшее значение для электротехники в последние десятилетия текущего века.

На пленарных заседаниях и заседаниях секций конгресса заслушано и обсуждено около 800 докладов ученых и инженеров 42 стран мира по важнейшим научно-техническим проблемам электротехники. Наибольшее количество докладов было сделано специалистами СССР, США, Франции, ФРГ, Италии, ГДР, ЧССР, Японии. Эти доклады и дискуссии охватили современное состояние, ближайшие задачи, а также более отдаленные перспективы развития всех главных направлений электротехнической промышленности и использования электричества в различных отраслях промышленности, на транспорте, в сельском хозяйстве, космосе, медицине и быту. На двух пленарных заседаниях (в начале и в конце работы конгресса) были заслушаны доклады, представлявшие интерес для всех участников конгресса. С целью наиболее полных и обстоятельных дискуссий проводилась параллельная работа всех 12 секций и подсекций в течение 3,5 дней (между пленарными заседаниями). Пленарные заседания проходили в Кремлевском дворце съездов, а заседания секций и подсекций в залах, специально оборудованных для проведения заседаний с синхронным переводом на русский, английский и французский языки. На пленарных заседаниях присутствовало около 5000 специалистов, на заседаниях секций были только официальные участники (более 2700 чел.). Большой интерес вызвали дискуссии за круглым столом по наиболее важным проблемам.

Во время подготовки и проведения конгресса мы получили поддержку ряда международных организаций, прежде всего МЭК и СИГРЭ. Наряду с этим важное значение имела поддержка со стороны национальных электротехнических организаций, в первую очередь Американского института по электротехнике и электронике.

Основная трудность в проведении и подготовке конгресса в отличие от постоянно действующих международных организаций состояла в установлении связей с очень большим числом специалистов разных стран мира в различных областях электротехники, со многими фирмами, институтами и учреждениями.

Важное значение имела деятельность Международного оргкомитета конгресса, в состав которого вошли видные электротехники ряда стран с наиболее высоким уровнем развития электротехнической промышленности.

Сегодня с полной уверенностью можно сказать, что конгресс явился крупнейшим событием в исто-

рии развития электротехники мира, на нем имел место самый широкий обмен новыми научно-техническими идеями и решениями, он способствовал укреплению научных и деловых связей между специалистами различных стран. В наш век — век научно-технической революции, когда все большее значение приобретает интенсивное развитие науки и создание новой техники с целью существенного повышения культурного и материального уровня жизни людей, Всемирный электротехнический конгресс имел особенно большое значение. Это объясняется особой ролью электротехники в развитии всех других отраслей науки и техники.

**Генерирование электроэнергии.** В связи с интенсивным развитием энергетики и прежде всего электроэнергетики, поскольку все больше энергии используется человечеством в виде электричества, чрезвычайно важное значение приобретают пути наиболее рационального преобразования органических видов топлива и атомной энергии в электрическую энергию, а также использование других видов энергии. Поэтому обсуждение этих проблем привлекло внимание участников конгресса.

Снижение стоимости и повышение коэффициента полезного действия тепловых, атомных и гидроэлектростанций связано с увеличением мощностей блоков, поэтому в области мощных генераторов традиционного исполнения первостепенное значение приобретают проблемы надежности и интеграции работы энергетических блоков с энергосистемами за счет использования полупроводниковых систем возбуждения и новых способов регулирования с воздействием не только на систему возбуждения, но и на первичный двигатель. Турбогенераторы традиционного исполнения для тепловых и атомных электростанций при использовании перспективных материалов и существующей технологии могут достигнуть мощностей 2000—2500 МВт при частоте вращения 3000—3600 об/мин и 2500—3000 МВт при 1500—1800 об/мин. Такие мощности, по-видимому, потребуются в последнем десятилетии текущего века. Для этих предельных мощностей необходимо применение наиболее эффективных способов охлаждения. Обсуждение этой проблемы показывает целесообразность наиболее широкого развития работ по полностью водяному охлаждению, когда не только для обмоток, но и для сердечника статора в качестве хладагента используется дистиллированная вода.

Для улучшения показателей тепловых электростанций имеются определенные возможности за счет использования парогазовых циклов, утилизации отходящего тепла и др. Вполне реально создание газовых турбин мощностью до 500 МВт с водяным охлаждением лопаток. При этом температура газа на входе может достигать 1700°C.

При отказе от обычного преобразования тепловой энергии в электрическую через промежуточную форму энергии — механическую и использовании потока электропроводного газа с температурой до 2500—3000°C, в МГД-генераторе открытого типа

совместно с паровой или газовой турбиной можно получить к. п. д. до 50%, а в перспективе и до 60% вместо 40—42% на обычных тепловых электростанциях. Это приводит к уменьшению расхода топлива (газ, уголь) на 20—40%, расход охлаждающей воды снижается примерно в 2 раза, существенно снижаются вредные выбросы в атмосферу. На самой крупной стационарной установке У-25 достигнута проектная мощность 20,4 МВт. Особенно эффективными МГД-установки становятся при большой мощности. В первой половине 80-х годов в СССР намечается сооружение блока мощностью 500 МВт. Наиболее трудными проблемами являются: создание МГД-канала, работающего длительное время в условиях высоких температур, обеспечение требуемой электрической прочности, создание крупных сверхпроводящих систем, разработка мощных инверторов и др. Промышленные МГД-генераторы в энергосистемах можно ожидать в последнем десятилетии века.

Большой интерес к проблеме термоядерного синтеза на конгрессе вызван тем, что ее решение открывает перспективу использования неограниченного источника энергии практически без радиационного и химического загрязнения окружающей среды. Успешные результаты работ последних 3 лет открывают возможности создания промышленного термоядерного реактора в конце текущего столетия. Термоядерный реактор является в основном электротехнической системой. Кроме того, обеспечение его работы требует источников энергии, полупроводниковых преобразователей и инжекторов очень больших мощностей.

В настоящее время работы ведутся по двум главным направлениям: стационарные системы с магнитным удержанием (токамак); импульсные системы с микровзрывом ядерных мишеней с помощью лазерных лучей или релятивистских электронных пучков.

В области стационарных систем получено произведение плотности на время удержания  $3 \times 10^{13} \text{ см}^{-3} \cdot \text{с}$ , что лишь на порядок меньше величины, требуемой для промышленного реактора. Достигнутая температура составляет приблизительно  $2 \cdot 10^7 \text{ К}$ . В импульсных системах достигнут выход  $(1-3) \cdot 10^6$  нейтронов за импульс от дейтеревой мишени.

В связи с полученными результатами в области физики ядерных процессов особое значение приобретают инженерные проблемы термоядерного синтеза — создание мощных магнитных систем, емкостных, индуктивных и электромашинных накопителей, систем инъекции и нагрева, крупных полупроводниковых выпрямителей, мегаамперных быстросрабатывающих коммутаторов и др.

В процессе работы секций рассматривались пути использования солнечной и геотермальной энергии, а также теплового градиента океанов. В США ведется изучение проблемы использования солнечной энергии и передачи мощности 5000 МВт из космоса на землю. При этом предполагается использование солнечных батарей с концентраторами, преобразование энергии постоянного тока в энергию сверхвысокой частоты, передача энергии от передающей антенны на спутнике к приемной

антенне на земле, где происходит обратное преобразование энергии сверхвысокой частоты в энергию постоянного тока высокого напряжения или энергию переменного тока промышленной частоты.

**Электропередачи.** Наряду с производством электрической энергии значительное число докладов было посвящено научным и техническим проблемам создания электрооборудования для мощных электропередач энергии.

Непрерывный рост мощностей электроэнергетических систем требует сооружения линий электропередачи все больших пропускных способностей как для передачи энергии от электростанций к потребителям, так и для связи отдельных электроэнергетических систем.

Наиболее полно рассматривались воздушные линии на переменном токе напряжением 1150—1200 кВ. Дискуссия по линиям передач с более высокими напряжениями показала, что в данной области требуется проведение дальнейших экспериментов в лабораториях и накопление опыта эксплуатации на участках линий при различных метеорологических условиях с целью решения проблем изоляции и короны с учетом конечного числа проводов в расщепленной фазе, обеспечения необходимого уровня электрического поля на поверхности земли и установления экономических показателей таких передач.

Повышения пропускной способности двухцепных линий электропередач на общих опорах может быть достигнуто за счет противофазного включения цепей.

В ряде докладов большое внимание уделено передачам постоянного тока. Указывается на ряд преимуществ постоянного тока в улучшении режимов работы объединяемых электроэнергетических систем и определяются основные пути снижения стоимости и размеров преобразовательных подстанций за счет:

применения тиристоров с шайбами диаметром 100 мм на напряжение 4—5 кВ и использования элегазовой изоляции;

внедрения конструктивных блоков, состоящих из четырех последовательно соединенных плеч 12-фазной мостовой схемы.

Кроме того, с целью повышения надежности рекомендуется световое управление тиристорами. Большой интерес представляет пуск в Японии в 1977 г. преобразователя частоты мощностью 300 кВт на тиристорах 4 кВ, 800 А и 2,5 кВ, 1500 А с диаметром шайбы 60 мм.

В связи с применением высоких напряжений большой интерес вызвали доклады по пластмассовым изоляторам, обладающим большей механической и электрической прочностью, а также лучшими характеристиками в условиях загрязнения по отношению к фарфору и стеклу.

В связи с трудностями сооружения воздушных линий электропередач в густонаселенных районах существенное внимание в работе конгресса было уделено кабельным линиям с повышенными пропускными способностями. Здесь речь идет прежде всего об использовании внутреннего водяного охлаждения. При напряжении 750 кВ можно передать по одной трехфазной цепи до 4000 МВ·А.



В области трансформаторов и реакторов сохраняется тенденция роста единичных мощностей и напряжений. Существенное развитие получили методы испытаний и отбраковки по уровню частичных разрядов. Интересна идея создания элегазового автотрансформатора мощностью 1000 МВ·А в однофазной единице на напряжение 1200 кВ.

Много внимания было уделено закрытым подстанциям высокого напряжения с элегазом и выключателям. Особенно существенны успехи в области вакуумных выключателей, к достоинствам которых относятся: малые габариты, простота и надежность, высокое быстродействие, нечувствительность к восстанавливающимся напряжениям, большой механический и коммутационный ресурс. Сейчас ведутся работы по модулям 72—80 кВ и 60—80 кА, что открывает возможности для внедрения вакуумных выключателей на линиях 242 кВ и более.

В докладах отмечается настоятельная необходимость проведения работ по созданию специализированной аппаратуры для закрытых элегазовых подстанций. В этом отношении использование элегазовых выключателей представляется весьма перспективным.

Новое направление в передаче энергии — передача с помощью электронных пучков. На передающем конце трехфазный переменный ток преобразуется в электронный пучок с помощью выпрямителя и электронного ускорителя, а на приемном конце, наоборот, электронный пучок тормозится и инвертор преобразует постоянный ток в переменный. К преимуществам таких передач относятся: малые потери, большая мощность, отсутствие проблем изоляции и короны, а также охлаждения проводов, а к недостаткам — необходимость иметь вакуумированную трубу с навитой на нее магнитной лентой и магнитной защитой. (В докладе Р. С. Симонса (США) указано, что при 1000 МВ·А диаметр электронного пучка составляет 2,5 см, а диаметр алюминиевой трубы — 10 см.)

**Сверхпроводимость.** К весьма существенным результатам в деятельности конгресса относится широкое рассмотрение проблем использования явления сверхпроводимости в электротехнике. Наиболее важные результаты достигнуты в области сверхпроводящих турбогенераторов и крупных магнитных систем.

К настоящему времени пройден этап создания и испытания модельных генераторов и показана возможность практической реализации новых технических идей. В данном случае речь идет о редком сочетании, когда удается одновременно уменьшить массу и повысить к. п. д. машины. Представленные доклады и дискуссии показывают, что ведутся работы по следующему этапу развития данного направления, а именно, по разработке и созданию опытно-промышленных генераторов мощностью в несколько десятков мегаватт. Важно отметить новую концепцию в части применения сверхпроводящих турбогенераторов. Они могут оказаться целесообразными по технико-экономическим показателям не только на уровне предельных мощностей турбогенераторов традиционного исполнения, но и на уровне мощностей порядка 1000 МВ·А.

В области крупных магнитных систем следует отметить исследования и разработки по сверхпроводящим магнитным системам для установок термоядерного синтеза и для МГД-установок. В частности, для МГД-установки У-25 (СССР) Аргонской национальной лабораторией (США) изготовлена и в настоящее время поставлена самая крупная в мире сверхпроводящая магнитная система, внутри которой будет располагаться МГД-канал.

Доклады по сверхпроводящим кабелям охватывают как переменный, так и постоянный ток. В настоящее время в ряде стран (СССР, США, ФРГ, Япония и др.) созданы модельные установки, на которых ведутся работы по охлаждению, изоляции и конструкции кабелей. Это создает реальные основы для перехода к следующему этапу — опытно-промышленным участкам. Большой интерес представляют разработки по гибким сверхпроводящим кабелям, которые можно наматывать на барабаны больших диаметров.

Технико-экономические расчеты японских и американских специалистов показывают, что сверхпроводящие кабели целесообразны на переменном токе при мощности 2000—3000 МВ·А, а на постоянном токе — на уровне 5000 МВ·А с напряжением до 500 кВ. В первую очередь сверхпроводящие кабели будут использованы для глубоких вводов в крупные промышленные центры.

К весьма интересным перспективным проработкам следует отнести сверхпроводящий накопитель энергии с тиристорным преобразователем, который может выдавать мощность 2500 МВт в течение 4 ч.

Несколько докладов по использованию сверхпроводимости для электродвигателей и их обсуждение показали возможность развития двух направлений: униполярных и коллекторных двигателей для электроприводов больших мощностей, где уменьшение механической инерционности роторов позволяет существенно повысить производительность рабочих механизмов.

В работах по использованию явления сверхпроводимости особое значение имеет разработка и создание новых сверхпроводящих материалов. В представленных на конгресс докладах и дискуссиях указывалось на перспективность применения интерметаллидов ниобий — олово, ниобий — германий и ванадий — галлий с повышенными значениями температуры и критических параметров (ток, магнитная индукция) по сравнению с широко применяемым в настоящее время сплавом ниобий — титан. В основе сверхпроводимости этих материалов лежит фононный механизм. В докладе академика В. Л. Гинзбурга (СССР) показано, что такой механизм сверхпроводимости не позволит иметь температуру выше 25—40 К. Однако теоретически не исключена возможность получения сверхпроводимости за счет экситонного механизма при более высоких температурах (100—300 К).

**Физические и химические преобразователи.** В связи с тем, что полупроводниковые преобразователи широко применяются практически во всех сферах использования электричества, доклады и дискуссии по реализации достижений физики в развитии тиристорных и диодов имеют особенно важное значение.

Возможность создания тиристорных с напряжением до 20 кВ, с током до 10 кА с прямым падением напряжения 6,3 В на основе использования кремниевых пластин диаметром 100 мм обоснована в докладе академика В. М. Тучкевича (СССР). В результате обеспечивается снижение стоимости передач постоянного тока и уменьшение потерь.

Необходимо отметить перспективные работы, выполненные в США, по созданию для промышленности мощных тиристорных и диодных на основе применения кремниевых пластин диаметром 102, 125, 150 мм. При использовании таких полупроводниковых приборов и водяного охлаждения можно получить от одной трехфазной мостовой схемы с одним вентилем в плече выпрямленный ток до 16 800 А.

Достижения современной физики крайне важны для развития фотоэлектрических преобразователей. Здесь в перспективе возможно увеличение к. п. д. с обычных 10—12 до 20 и даже 30%. Эффективность фотоэлектрических преобразователей возрастает при использовании оптических концентраторов, поэтому наименьшие стоимости преобразователей достигаются при оптимальном сочетании фотоэлектрических преобразователей и концентраторов. Все это имеет решающее значение для преобразования солнечной энергии в электрическую как на космических объектах, так и в различного рода наземных установках.

Перспективы создания аккумуляторов с наиболее высокими удельными показателями и топливных элементов с минимальными удельными массами определяются достижениями современной химии. Очень интересны прогнозные оценки использования аккумуляторных батарей для энергетики и топливных элементов для атомной энергетики.

**Электротермия и электросварка.** Большое число докладов и широкая дискуссия были посвящены применению электричества в технологических процессах.

Для последних лет характерно создание сверхмощных электродуговых печей. Они стали конкурентоспособными с мартеновскими печами и конверторами. Особенно перспективной оказалась идея применения укороченной электрической дуги, позволяющей существенно повысить эффективность нагрева при той же мощности питания. В стадии освоения находятся печи для выплавки стали емкостью 800 т с мощностью питания 200—250 МВ·А.

Опыт развития металлургии показывает, что коренное улучшение качества металла слитков возможно с помощью современных переплавных процессов: электрошлакового, вакуумного и электронно-лучевого. Крупные успехи достигнуты в электрошлаковых печах со слитками массой до 150 т. Весьма важны работы по мощным электронно-лучевым печам для выплавки особенно качественных слитков стали массой до 100 т, что на порядок больше, чем достигнуто в современных печах аналогичного типа.

В настоящее время в прокатно-прессовом производстве все большее применение находят высокопроизводительные индукционные нагреватели мощностью в десятки и даже сотни мегаватт.

Термическая плазма, получаемая за счет преобразования электрической энергии в высокотемпературную тепловую энергию, получает все более широкое применение для металлургии и технологии неорганических материалов [доклад академика Н. Н. Рыкалина (СССР)].

В области электросварки следует обратить внимание на следующие достижения:

перспективность применения плазмотронов для сварки цветных и черных металлов, а также для плазменно-механической обработки металлургических заготовок;

электронно-дуговая сварка крупногабаритных деталей с помощью электронных пушек с вакуумными камерами объемом 20 м<sup>3</sup> и более.

Внедрение лазерных лучей в различные технологические процессы подтверждает высокую эффективность новых процессов.

**Электропривод.** Обсуждение проблем электропривода и электродвигателей выявило развитие ряда новых направлений. Это прежде всего относится к синхронным и асинхронным двигателям с тиристорными преобразователями частоты, а также к вентильным электродвигателям, позволяющим иметь регулирование скорости в широких пределах. Наибольшие мощности таких электроприводов достигли 10 МВт. Все более широкое внедрение в промышленности и на транспорте получают линейные электродвигатели переменного тока. Весьма перспективны синхронные электродвигатели с постоянными магнитами, в частности электродвигатели вентильного типа. Возможно создание таких двигателей на мощности до сотен киловатт.

Интенсивно ведутся работы по электромобилям и по системам наземного пассажирского транспорта на управляемом электромагнитном подвесе. К весьма важным достижениям следует отнести внедрение на орбитальных космических станциях шаровых электродвигателей-маховиков для управления угловым положением станций.

**Микроэлектроника и ЭВМ.** Работа конгресса приобрела особенно большое значение в связи с рассмотрением проблем электроники и широкого использования микроэлектроники и ЭВМ для управления различными электротехническими объектами.

На заключительном пленарном заседании конгресса выступили с интересными докладами доктор Ф. Фагин и Дж. А. Хаддад (США) о будущем микроэлектроники и микро-ЭВМ и об использовании ЭВМ в производственных процессах.

Важно еще раз подчеркнуть, что схемы большой интеграции и микропроцессоры не имеют видимых ограничений. Уже в настоящее время стало возможным получение результатов, которые ранее казались бы фантастическими, а именно — выполнение целой вычислительной машины на одном кристалле.

С большим интересом обсуждалась тема по применению вычислительной техники и микроэлектроники в системах управления и регулирования: атомных и тепловых электростанций, мощных турбо- и гидроагрегатов;



электроприводов в различных отраслях промышленности;  
мощных электрических печей;  
линиями контактной и дуговой сварки;  
космических аппаратов;  
электродвижения судов и движения поездов с магнитным подвешиванием и др.

Большое внимание уделялось таким структурам построения систем управления и регулирования, которые обеспечивают наибольшую надежность работы объектов без существенного усложнения управляющих ЭВМ, возможность самодиагностики, ремонт без перерыва в работе управляющего вычислительного комплекса и др.

В наше время внедрение вычислительной техники для проектирования новых видов электротехнических изделий и для их испытаний делает буквально переворот в привычных методах работы.

Говоря о дальнейших проблемах в области управления сложными электротехническими объектами, такими, как атомные и тепловые электростанции, а также энергосистемы, следует ожидать переход от диалога «человек — машина» к все большему усложнению функций управляющих ЭВМ как в нормальных, так и в аварийных режимах.

**Новые материалы.** Современные успехи электротехники и перспективы ее развития тесно связаны с разработкой и созданием новых материалов на основе диэлектриков и новых металлов. Эти успехи базируются на тесном взаимодействии электротехников с химиками и физиками.

Дальнейшее совершенствование изоляционных материалов связано с повышением слюдосодержания в стеклолюденитовых лентах при одновременном улучшении механических свойств изоляции. Это открывает возможности существенного снижения толщины изоляции.

Создание нагревостойких полимерных пленок с высокими диэлектрическими и механическими свойствами позволяет отказаться от тканевой основы в высоковольтной изоляции.

Все более широкое использование получают теплостойкие термопласты вместо металлов. Создаются термореактивные прессматериалы, пригодные для литья под давлением. Расширяется использование бумаг из полимерных материалов.

Быстро растет значение и применение в электротехнике новых прогрессивных материалов, изготавливаемых методами порошковой металлургии, что позволяет повысить производительность труда и уменьшить потери материалов.

Одним из важнейших результатов последнего десятилетия в области магнитных материалов можно считать промышленное освоение постоянных магнитов: редкоземельный металл — кобальт.

**Быт и медицина.** Вся наша деятельность — деятельность электротехников направлена на повышение уровня жизни людей. Нагляднее всего это видно при рассмотрении проблем создания наиболее комфортных условий для человека, что может быть сделано только на основе широкого использования электричества.

Для электрификации быта сделано очень много, но еще больше предстоит сделать в будущем. К проблемам в данной области относятся: широкое внедрение микропроцессоров, дисплеев и различных датчиков; создание новых материалов с пониженной теплопроводностью; существенное повышение к. п. д. бытовых электротехнических устройств; очистка воздуха; создание в жилых помещениях микроклимата с параметрами, близкими к природным; вопросы безопасности, включая пожаробезопасность и др.

Еще одна область, которая тесно связана со здоровьем человека и увеличением длительности его жизни. Это самое широкое использование электротехники в медицине. На первом пленарном заседании конгресса доктор В. Робб (США) убедительно показал современное состояние и определил основные пути дальнейшего развития электротехники в медицине. Дискуссия на конгрессе концентрировалась не только на использовании различных электротехнических устройств для диагностики и лечения заболеваний, но и на создании различных искусственных органов жизнеобеспечения человека.

Следует в частности, отметить, что разработка и применение томографии с использованием ЭВМ произвели подлинную революцию в области рентгеновской диагностики.

**Заключение.** Конгресс способствовал определению основных направлений развития электротехники и главных путей их решения в будущем, что важно для организации научных исследований, новых разработок и опережающей стандартизации. Однако он выполнил и другую важную задачу по установлению творческих и дружеских связей между учеными и инженерами-электротехниками разных специальностей.

Крупные проблемы, которые нам придется решать в будущем, требуют все более широкой взаимной информации, а во многих случаях и координации наших усилий.

Доклады и дискуссии показали, что все направления электротехники находятся в стадии интенсивного развития. В этих условиях проведение Всемирного электротехнического конгресса было вполне оправдано и имело важное значение для ученых и инженеров-электротехников. Лозунг «Настоящее и будущее электротехники» получил на конгрессе наиболее полную реализацию.



# Вычислительная техника в управлении режимами энергосистем

ГОРНШТЕЙН В. М., КРУММ Л. А., РУДЕНКО Ю. Н., СЕМЕНОВ В. А.,  
СОВАЛОВ С. А., ЦВЕТКОВ Е. В., ЧЕРНЯ Г. А.

Москва

**Этапы использования ЦВМ, решаемые задачи и технические средства.** Применение в СССР для управления режимами классических математических методов, начавшееся еще в период формирования энергосистем, получило в дальнейшем широкое распространение в связи с существенным усложнением задач управления, обусловленным развитием энергосистем и образованием мощных объединенных энергосистем (ОЭС). Требования к методам и средствам управления режимами резко возросли с созданием во второй половине 50-х годов Единой энергетической системы (ЕЭС) европейской части СССР и последующим формированием ЕЭС СССР.

Использование ЦВМ для решения задач планирования режимов работы энергосистем началось в середине 60-х годов, когда в ряде энергосистем (Мосэнерго, Донбассэнерго и ОДУ Сибири) были установлены ЦВМ первого поколения типа Урал-2. В конце 60-х, начале 70-х годов ряд энергосистем и ОДУ оснащаются новыми ЦВМ второго поколения серии М-220 (Донбассэнерго, ОДУ Юга, Сибири, Урала, Северо-Запада) и БЭСМ-4 (ОДУ Европейской части СССР, Средней Азии, Средней Волги). В дальнейшем на базе именно этих ЦВМ началось массовое использование средств вычислительной техники для решения задач планирования режимов в ОДУ и энергосистемах.

Уже на этом первом этапе использования ЦВМ определился основной состав задач, в первую очередь подлежащих решению, и выбор методов и алгоритмов, привлекаемых для этой цели. В разработке первых программ для электротехнических и оптимизационных расчетов, проводимых при планировании режимов, важную роль сыграли научно-исследовательские и проектные институты, работающие в тесном контакте с объединенными диспетчерскими управлениями и энергосистемами.

Вначале 70-х годов была развернута работа по коренному совершенствованию оперативного управления энергетикой на основе создания автоматизированной системы диспетчерского управления (АСДУ) ЕЭС СССР, ОЭС и энергосистем.

Были определены основные принципы организации АСДУ:

многоступенчатая структура, отражающая территориальную иерархию оперативно-диспетчерского управления и предусматривающая создание в ЦДУ ЕЭС СССР, ОДУ и энергосистемах вычислительных (управляющих) центров и реконструкцию диспетчерских пунктов на основе использования современных средств информационного обеспечения;

широкое использование ЦВМ на всех ступенях территориальной иерархии для решения задач на разных временных уровнях управления: при долгосрочном планировании режимов (на месяц, квартал, год), при планировании краткосрочных (суточных, недельных) режимов, при оперативном (внутрисуточном) управлении по ходу регулирования

режима диспетчером, при автоматическом управлении;

развитие системы сбора и передачи информации и создание единой информационной системы для планирования и управления режимами;

широкое использование средств автоматизации для управления энергосистемами и энергообъектами в нормальных и аварийных условиях; сочетание централизованных автоматических систем (в том числе систем с использованием ЦВМ) и местных устройств автоматики.

На низких уровнях управления АСДУ энергосистем опираются на АСДУ предприятий (районов) электрических сетей, автоматизированные системы управления (АСУ) электростанций и автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУТП) энергоблоков и крупных подстанций.

АСДУ ЕЭС СССР создается как одно из основных звеньев отраслевой автоматизированной системы управления энергетикой ОАСУ-Энергия, все подсистемы которой строятся на общей технической базе с использованием единой системы кодирования информации, совместимой с общегосударственной системой.

В настоящее время в основном завершен первый этап создания АСДУ в ЕЭС СССР, ОЭС и энергосистемах. Сданы в эксплуатацию первые очереди АСДУ ЕЭС СССР, всех ОЭС и 22 наиболее крупных энергосистем; созданы вычислительные центры (ВЦ) в 60 энергосистемах. В эксплуатации находится 55 ЦВМ второго поколения, главным образом серии М-220, М-222 и БЭСМ-4.

В 1973 г. началось внедрение в ОДУ и энергосистемах ЦВМ третьего поколения (ЕС-1020, ЕС-1030, М-4000), а в последующие годы — более совершенных ЦВМ типов ЕС-1022, ЕС-1033, М-4030. В ОДУ Северо-Запада и в ЦДУ ЕЭС СССР установлены наиболее мощные ЦВМ типа ЕС-1040. Общее количество ЦВМ третьего поколения типов ЕС-1022, ЕС-1033, ЕС-1040 и М-4030, установленных в ЦДУ ЕЭС СССР, ОДУ и энергосистемах и используемых для планирования режимов, к середине 1977 г. достигло 38.

Одновременно с оснащением диспетчерских управлений и служб вычислительной техники был разработан большой комплекс программ для ЦВМ второго поколения и основные программы для ЦВМ третьего поколения, с помощью которых в настоящее время решаются все основные задачи планирования режимов: выполняется долгосрочный и краткосрочный прогноз нагрузки, рассчитываются нормальные и аварийные режимы (потокораспределение, токи коротких замыканий, устойчивость параллельной работы), выбираются параметры настройки релейной защиты и противоаварийной автоматики.

Ежедневно с помощью ЦВМ рассчитывается на следующие сутки оптимальный режим работы ЕЭС ОЭС, энергосистем, отдельных электростанций. На

основании этих расчетов, выполняемых с учетом потерь электроэнергии в сетях, обеспечивается наиболее экономичное распределение активной мощности, что позволяет получить существенную экономию топлива, расходуемого тепловыми электростанциями.

Значительная экономия топлива получается благодаря увеличению выработки электроэнергии гидроэлектростанциями, достигаемому за счет планирования оптимальных режимов сработки водохранилищ каскадов ГЭС с помощью ЦВМ.

Большой экономический эффект обеспечивается также за счет снижения потерь электроэнергии в электрических сетях благодаря внедрению программ оптимизации режима по напряжению и реактивной мощности.

Эффективной областью использования ЦВМ является выполнение оперативных расчетов технико-экономических показателей мощных тепловых электростанций с обменом информацией по телетайпу.

Суммарный экономический эффект, достигаемый благодаря расчетам, выполняемым с помощью ЦВМ, оправдывает капиталоуложения в средства вычислительной техники, устанавливаемые в энергосистемах и ОДУ, так что срок окупаемости, как правило, не превышает 2—2,5 года.

Благодаря расчетам устойчивости параллельной работы, токов коротких замыканий, уставок релейной защиты и противоаварийной автоматики, осуществляемым с помощью ЦВМ, повышается надежность электроснабжения потребителей и работы энергосистем. Это обеспечивает значительный народнохозяйственный эффект.

Только благодаря выполнению большого комплекса расчетов нормальных и аварийных режимов были успешно решены сложные вопросы, связанные с включением на параллельную работу по слабым связям ОЭС Юга и Центра, Закавказья и Северного Кавказа, Урала, Казахстана и Сибири, что позволило повысить надежность электроснабжения потребителей и получить значительный экономический эффект за счет использования преимуществ параллельной работы территориальных энергообъединений.

На основе ЦВМ третьего поколения созданы системы коллективного пользования, позволяющие решать задачи планирования режимов и обрабатывать математическое обеспечение в режиме диалога «человек — ЦВМ». Ряд программ планирования режимов для ЦВМ третьего поколения (расчеты установившихся режимов, токов коротких замыканий, переходных процессов и др.) разработан на языках Фортран и Ассемблер в дисковых операционных системах (ДОС ЕС и ДОС АСВТ) и внедрены в эксплуатацию. Ведутся работы по комплексованию программ и организации единого банка данных.

Вычислительные центры ЦДУ ЕЭС СССР, ОДУ и энергосистем являются по существу кустовыми ВЦ, обслуживающими отдельные предприятия энергосистем, а также энергосистемы, не оснащенные вычислительной техникой. При этом в ряде энергосистем и ОДУ внедрена наиболее эффективная форма обслуживания удаленных абонентов

с обменом информацией посредством телетайпов и аппаратуры передачи данных (АПД).

Большинство ЦВМ в энергосистемах и ОДУ используется эффективно и работает в три смены со среднесуточной загрузкой 15—20 ч, что соответствует трехсменной работе при пяти—семидневной рабочей неделе.

В середине 70-х годов развернулась работа по реконструкции диспетчерских пунктов диспетчерских управлений и крупных энергосистем на основе внедрения дополнительно к крупным малых ЦВМ третьего поколения типов Видеотон-1010Б (ЕС-1010) и М-6000 (М-7000) и новых средств отображения оперативно-диспетчерской информации. Малые ЦВМ собирают информацию о схеме и режиме работы управляемой энергосистемы, поступающую от устройств телемеханики, обрабатывают ее, осуществляют контроль параметров режима (уровней напряжения, перетоков мощности) и формируют сигналы диспетчеру в случае нарушения установленных пределов. ЦВМ управляют черно-белыми и цветными электронно-лучевыми трубками (ЭЛТ), устанавливаемыми на диспетчерских пультах.

Управляемые малыми ЦВМ ЭЛТ являются основным, чрезвычайно гибким средством отображения оперативно-диспетчерской информации. С их помощью диспетчеру представляются подробные и структурные схемы отдельных объектов и участков энергосистемы с отображением отключенных элементов оборудования, значений мощностей и напряжений в текущем режиме, таблицы с перечнем аварийно отключившегося оборудования и параметров режима, вышедших за установленные пределы, таблицы текущих и аварийных значений отдельных параметров для контроля за работой энергосистемы и анализа аварийных ситуаций.

Комплекс программ для малых ЦВМ разработан ВНИИЭ — ВЦГТУ, МОАСУ Энергосетьпроекта и ОДУ Средней Волги. Разработка конструкций и мелкосерийное производство ЭЛТ организованы в Энергосетьпроекте.

В ОДУ Северо-Запада с помощью малых ЦВМ Видеотон-1010Б решается задача оперативного контроля за экономическими показателями ОЭС. Результаты расчета выдаются на экран ЭЛТ для диспетчера и руководства ОДУ.

В ОДУ Средней Волги установленная на диспетчерском пункте малая ЦВМ М-6000 осуществляет диагностику состояния системы противоаварийной автоматики основной сети 500 кВ, обеспечивая тем самым повышение ее надежности.

Малые ЦВМ Видеотон-1010Б, установленные на диспетчерских пунктах ОДУ Северо-Запада и Урала, осуществляют прямое цифровое управление, регулируя и ограничивая межсистемные перетоки мощности. В ЦДУ испытана разработанная МОАСУ Энергосетьпроекта ЦАРЧМ для регулирования частоты и ограничения основных перетоков мощности ЕЭС СССР. Эта работа получит дальнейшее развитие в десятой пятилетке, будут введены в эксплуатацию новая ЦАРЧМ в ЦДУ ЕЭС СССР, а также в ОДУ Казахстана, Юга и Сибири.

В энергосистемах, наряду с решением задач оперативно-диспетчерского управления, ЦВМ все шире используются в организационно-экономическом управлении. Сюда относится оперативный и стоимостной учет топлива на электростанциях, учет и анализ использования материально-технических ресурсов на складах и базах энергосистемы, расчет заработной платы, контроль за наличием и движением кадров на предприятиях энергосистемы и др.

В энергосистемах внедрено более 500 программ для решения задач организационно-экономического управления, разработанных, главным образом, силами самих энергосистем.

В семидесятые годы проделана значительная работа по упорядочению потоков оперативной информации о технико-экономических показателях энергосистем и основных электростанций, состоянии основного оборудования, запасах топлива, наличии гидроресурсов и пр. Эта информация ежедневно передается по каналам диспетчерской связи, обрабатывается с помощью ЦВМ и представляется руководству на каждом уровне управления (энергосистемы и производственные энергетические объединения, главные производственные управления и Министерства энергетики союзных республик, Минэнерго СССР). Организован также сбор и обработка с помощью ЦВМ статистической информации за декаду, месяц, квартал.

Увеличившийся объем информации и повышение ее ответственности обусловили необходимость перехода на новую быстродействующую аппаратуру передачи данных — АПД, обеспечивающую высокие скорости передачи цифро-буквенной информации и проверку ее достоверности.

**О методах решения задач диспетчерского управления.** Для решения задач планирования режимов и оперативного управления энергосистемами привлекаются разнообразные математические методы. Основное место среди них занимают оптимизационные методы.

Круг оптимизационных задач, решаемых в энергетике, постоянно расширяется. Уже получили широкое практическое применение методы решения таких важных технологических задач, как оптимизация краткосрочных режимов энергосистем по активной мощности, долгосрочных режимов каскадов гидроэлектростанций, режима электрической сети по уровням напряжений, реактивной мощности и коэффициентам трансформации. Ведется внедрение оптимальных методов планирования капитальных ремонтов основного оборудования электростанций, составления и корректировки производственных планов энергосистем и отдельных электростанций по выработке электроэнергии, общей потребности и удельным расходам топлива; начата разработка комплекса задач оптимального планирования топливоснабжения электростанций и т. п.

Вследствие сложности задач управления энергосистемами не оказалось возможным применить известные математические методы без определенной доработки. Потребовалась большая работа технологов (энергетиков) по созданию специализированных математических оптимизационных методов, в которых были использованы известные ма-

тематические положения, доработанные для круга энергетических задач.

При разработке программ для планирования режимов и оперативного управления получили применение три основных оптимизационных метода: метод приведенного градиента (СЭИ) и методы проекции градиента и последовательной безусловной оптимизации при учете ограничений штрафными функциями (ВНИИЭ—ВЦГТУ).

Так как в задачах оптимизации режимов используются нелинейные уравнения установившихся режимов, при решении этих задач применяются математические методы решения систем нелинейных уравнений и аппарат теории неявных функций.

В настоящее время большинство оптимизационных задач решается при детерминированном задании исходной информации. Наряду с этим начата разработка методов решения при вероятностном характере исходной информации. В такой постановке, в частности, решаются некоторые задачи оптимизации долгосрочных режимов каскадов ГЭС. Начата разработка основных методов решения стохастических задач комплексной оптимизации при краткосрочном планировании и оперативном управлении.

Для упрощения решения исключительно сложной общей задачи оптимизации управления режимами современных мощных энергообъединений используются методы декомпозиции, позволяющие свести решения общей задачи к решению подзадач оптимизации, выделенных во временном, территориальном и ситуативном аспектах.

При этом решении общей задачи комплексной оптимизации режимов можно представить как многошаговый процесс, включающий не только решение отдельных подзадач оптимизации, но и эквивалентирование, т. е. построение и применение эквивалентных характеристик отдельных подзадач оптимизации с соответствующим агрегированием информации для уменьшения трудоемкости вычислений и объемов информации, циркулирующей между различными уровнями иерархической системы управления.

На базе ЦВМ второго поколения были проведены работы по объединению программ основных электротехнических расчетов в единый автоматизированный комплекс при общем банке данных. Институтом электродинамики АН УССР была разработана система комплексного моделирования с программно-диспетчерской автоматизацией расчетов (КМПД), в рамках которой реализовалось решение задач эквивалентирования, расчетов установившихся режимов статической и динамической устойчивости, токов коротких замыканий, оценки структуры переменных потерь мощности в электрических сетях.

Специализированная система автоматизации подготовки и проведения электротехнических расчетов была разработана также совместно Киевским политехническим институтом и Киевским отделением Энергосетьпроекта (ИВС ВК), отличающаяся от КМПД структурой информационной базы и составом библиотеки программ.

Для решения задач управления режимами, в особенности для задач оперативного управления,

необходимо применение методов оценивания состояния (параметров режима) и идентификации параметров модели энергосистемы. Эти методы позволяют осуществлять контроль за режимом энергосистемы управления и получать информацию, необходимую для решения задач оперативного управления и планирования режимов.

Решение задачи оценивания состояния заключается в нахождении по данным измерений, имеющих погрешности, и заданным математическим описанием энергосистемы, определяющим взаимосвязи между оцениваемыми параметрами, оценок параметров режима, минимизирующих (по определенным критериям) случайные компоненты. Полученные оценки являются также случайными величинами, но их погрешность значительно меньше, чем погрешность измерений.

Задача идентификации, связанная с задачей оценивания состояния, заключается в определении параметров моделей энергосистемы, используемых при оценивании параметров режима и принятии решений по управлению. Для решения обеих задач используются априорно известные объективно существующие соотношения (физические или статистические) между элементами получаемой информации.

Возможны два подхода к решению задачи оценки состояния энергосистемы и идентификации: статический, когда учитываются физические связи между параметрами в один и тот же момент времени и динамический, если учитываются связи между параметрами в различные моменты времени.

Динамический подход является более общим, так как он позволяет использовать также информацию, которая была получена в предшествующие моменты времени. Оценки, полученные в результате обработки этой информации, и их статистические свойства используются с учетом динамических свойств энергосистемы как дополнительная информация к получаемой в текущий момент времени. Динамический подход является также менее чувствительным к случайным сбоям системы сбора информации. Однако динамический подход требует наличия надежных моделей динамики энергосистемы.

Поскольку при оценивании состояния используется то же математическое описание энергосистемы, что и в задаче оптимизации режима, то естественно наличие общих методов и приемов решения этих задач. Однако здесь эти методы значительно упрощаются, особенно в части декомпозиции и учета ограничений.

При решении задачи оценивания необходимо не только найти сами оценки параметров режима, но и статистические свойства этих оценок, например, дисперсии, или в общем случае корреляционные матрицы, что требует использования специального аппарата теории вероятностей.

**Совершенствование технических средств и математического обеспечения АСДУ.** Новым этапом использования ЦВМ в диспетчерском управлении является создание многомашинных информационно-вычислительных комплексов (ИВК), связанных информационно с аналогичными комплексами на той же и других ступенях иерархии управления.

Состав и мощность ЦВМ, входящих в ИВК, определяется составом и объемом задач, решаемых в каждом конкретном случае. Основу ИВК представляет четырехмашинный комплекс, включающий две малые управляющие ЦВМ (Видеотон-1010Б, ЕС-1010, М-6000, М-7000 и др.) и две универсальные ЦВМ средней или большой производительности (ЕС-1022, ЕС-1033, ЕС-1040, М-4030 и др.).

Малые ЦВМ, работающие в режиме автоматического резервирования, обеспечивают сбор, обработку и отображение оперативно-диспетчерской информации, а также междумашинный (с универсальными ЦВМ) и межуровневый (с аналогичными комплексами той же и других ступеней управления) обмен. На малые ЦВМ могут возлагаться также функции автоматического управления: АРЧМ, автоматического регулирования напряжения и реактивной мощности, противоаварийной автоматики. В отдельных случаях для этой цели могут предусматриваться специальные управляющие комплексы на базе малых ЦВМ самостоятельные или связанные информационно с ЦВМ ИВК.

Универсальные ЦВМ, также работающие в режиме автоматического резервирования, обеспечивают решение задач планирования режимов, оперативного управления и обработки статистической информации. Универсальные ЦВМ должны работать в мультипрограммном режиме с распределением пользователей и комплексов программ по разделам (режим реального времени и режим пакетной обработки в зависимости от вида и оперативности решаемых задач).

Решение задач оперативного управления и планирования режимов должно осуществляться с использованием диалоговой системы и режима телеобработки.

В зависимости от состава и характера решаемых задач в ОДУ и энергосистемах могут предусматриваться дополнительные универсальные ЦВМ. Так, например, в энергосистемах для решения задач организационно-экономического управления могут устанавливаться специальные ЦВМ или комплексы ЦВМ (ЕС-1022, ЕС-1033, ЕС-1035, ЕС-1040, М-4030 и др.), информационно связанные и несвязанные с описанным выше четырехмашинным комплексом. В отдельных случаях для энергосистем средней мощности может оказаться возможным не устанавливать дополнительных ЦВМ, а использовать для решения задач организационно-экономического управления универсальные ЭВМ четырехмашинного ИВК, работающие в мультипрограммном режиме.

При наличии в энергосистемах малой и средней мощности специальных ЦВМ для решения задач организационно-экономического управления, в рассмотренном выше ИВК можно ограничиться использованием одной универсальной ЦВМ, предусмотрев ее резервирование с помощью ЦВМ организационно-экономического управления.

Основные направления работ по совершенствованию комплексов технических средств и математического обеспечения определяются необходимостью широкого использования ЦВМ третьего и последующих поколений для планирования режимов

работы энергосистем, оперативного и автоматического управления.

Математическое обеспечение должно создаваться с учетом использования для решения задач диспетчерского управления многомашинных комплексов, связанных информационно с аналогичными комплексами, функционирующими на других ступенях диспетчерского управления.

Математическое обеспечение для решения задач диспетчерского управления должно базироваться на операционных системах ЦВМ, причем по мере оснащения вычислительных комплексов необходимым объемом внешней памяти на дисках, совершенствованием операционных систем и накоплением опыта должен осуществляться переход на операционные системы ЕС ЦВМ.

В области планирования режимов должна проводиться работа как по совершенствованию используемых программ на основании больших сервисных возможностей, которые могут быть предоставлены пользователям с помощью информационно-вычислительных систем третьего поколения, так и по совершенствованию методов и алгоритмов основных электрических и оптимизационных расчетов.

Математическое обеспечение для решения задач планирования режимов должно создаваться с учетом необходимости комплексирования программ и использования единого банка данных (для всей системы или для комплексов задач). При этом должны учитываться ограничения, налагаемые на объем отдельных разделов оперативной памяти мультипрограммным режимом работы.

Программы планирования режимов должны обеспечивать пользователю возможность работы как в режиме разделения времени (с использованием дисплейной системы и режима телеобработки), так и в режиме пакетной обработки. Алгоритмы всех программ, обеспечивающих решение задач планирования режимов (а также и оперативного управления) должны предусматривать возможность интерактивного (диалогового) режима работы пользователя с ЦВМ.

Комплексы, предназначенные для использования при планировании режимов, должны, как правило, предусматривать наборы программ, базирующиеся на разных математических методах, что позволит эффективно использовать их для решения задач в сетях разных конфигураций. Так, например, для расчетов установившихся режимов целесообразно использовать как программы, основанные на методе Ньютона — Рафсона, так и на методе Гаусса — Зейделя.

Как расчеты установившихся режимов, так и оптимизация режимов должны в последующем осуществляться с учетом реальной полноты исходной информации. Учет неполной информации может быть обеспечен как применением вероятностных методов (в случаях, когда речь идет об использовании статистической информации), так и методов принятия решений в условиях неопределенности (когда речь идет об использовании, либо детерминированной информации, но известной лишь очень приближенно, либо о статистической информации, но с известным законом распределения).

В части расчетов устойчивости необходимо провести работы по совершенствованию программ определения статистической устойчивости и программ для исследования длительных переходных процессов (десятки секунд, минуты) с учетом действия устройств автоматики и динамических характеристик тепловых электростанций, а также по созданию блоков анализа и уплотнения результатов расчетов переходных процессов с целью выдачи пользователю комплексной обобщенной информации.

При разработке методов и алгоритмов расчета и динамической и статической устойчивости необходимо все более широко переходить на вероятностные постановки задач. Это позволит, с одной стороны, уменьшить нормативные запасы устойчивости по связям, а с другой стороны, обеспечить переход к непосредственному учету надежности электроснабжения потребителей при планировании режимов работы системы. С этой точки зрения одной из важных задач планирования режимов является оптимальное распределение располагаемых резервов генерирующей мощности.

В области краткосрочного планирования режимов и оперативного управления необходимо уточнение методов и алгоритмов и формирование базы исходных данных для выполнения расчетов по проверке допустимости режима и его корректировке (в том числе и с учетом неполноты исходных данных). При этом следует ориентироваться на использование этих методов как в цикле краткосрочного планирования (рассмотрение оперативных заявок), так и при оперативном управлении (корректировка режима диспетчером).

К основным задачам оперативного управления, решение которых должно обеспечиваться с помощью ИВК, относятся:

- оперативная оценка текущего и прогнозируемого (на несколько часов вперед) установившегося режима;

- оперативная оценка допустимости текущего и прогнозируемого режима с точки зрения статической и динамической устойчивости;

- оперативная корректировка как текущего (мгновенного), так и прогнозируемого режима по активной мощности, по реактивной мощности и напряжению по условию его допустимости и оптимальности;

- оперативная оценка правильности настройки устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики и ряд других задач.

Научные исследования и опыт эксплуатации должны определить возможность и целесообразность использования при оперативном управлении методов и алгоритмов, используемых при планировании режимов, а также необходимость разработки новых методов и алгоритмов.

Все программы, которые должны использоваться в цикле оперативного управления, должны выполняться с учетом возможности использования их в диалоговой системе.

Основной проблемой, определяющей эффективность решения задач оперативного управления, является создание информационной базы, обеспечивающей возможность исследования с необходимой точностью текущих и прогнозируемых (на несколь-



ко часов вперед) режимов. Эта информационная база должна основываться на данных телеизмерений и телесигнализации, суточной диспетчерской ведомости, результатах краткосрочного планирования режимов, оперативных заявок на вывод оборудования в ремонт и сообщений об аварийных отключениях.

Должны быть разработаны методы и алгоритмы обработки исходной информации с целью ее достоверизации и обобщения.

Важной перспективной задачей является проблема декомпозиции задач с учетом взаимодействия нескольких ИВК, расположенных на одной и разных ступенях иерархии оперативно-диспетчерского управления.

В области автоматического управления предстоит разработка проблем иерархического управления нормальной (АРЧМ и автоматическое регулирование напряжения и реактивной мощности) и аварийными (противоаварийная автоматика) режимами с широким использованием ЦВМ на всех уровнях.

Наряду с созданием АСДУ высших уровней управления значительное развитие должны получить работы по автоматизации управления на электростанциях и в электрических сетях. На крупных ГЭС и каскадах ГЭС, являющихся высокоавтоматизированными объектами, дальнейшее повышение уровня автоматизации базируется на использовании одной или двух малых ЦВМ, обеспечивающих осуществление функций автооператора, централизованных систем автоматического регулирования активной и реактивной мощности и противоаварийной автоматики.

На крупных тепловых электростанциях должна продолжаться работа по автоматизации управления мощными энергоблоками, а также по автоматизации топливоснабжения и водоподготовки. Совершенствование управления энергоблоками будет базироваться на использовании малых ЦВМ в сочетании с локальными устройствами автоматики.

На атомных электростанциях автоматизированные системы должны в первую очередь обеспечить совершенствование управления сложным технологическим процессом производства. Применение ЦВМ на этих электростанциях должно в перспективе обеспечить максимальную автоматизацию управления энергоблоками, выполнение функций контроля и отображения (включая необходимые технологи-

ческие расчеты) показателей работы реакторов, автоматизацию пуска реакторов и т. д.

Важное значение имеет начатая работа по созданию АСУ электрических сетей. Повышение надежности и экономичности работы электрических сетей в ближайшие годы будет в основном базироваться на локальных устройствах автоматики и системы телемеханики. В дальнейшем в электрических сетях будут созданы автоматизированные системы централизованного управления подстанциями с применением малых ЦВМ.

На крупных обслуживаемых подстанциях ЦВМ будут использоваться для автоматизации как функции контроля сети, отображения и регистрации информации, так и функции непосредственного управления. При этом с помощью ЦВМ будут решаться системные задачи противоаварийной автоматики, а также и местные задачи (регулирование напряжения на подстанции, автоматизация переключений и т. д.).

Решающую роль в автоматизации электростанций и подстанций должно сыграть использование микропроцессоров, производство которых осваивается на отечественных предприятиях.

В процессе создания АСДУ возникает большое количество сложных научно-технических проблем, решение которых необходимо для развития принципов оптимального управления и расширения состава применяемых экономико-математических методов. Необходим анализ изменения содержания и особенностей комплексной задачи оптимизации режимов при развитии ЕЭС СССР с учетом усложняющихся связей энергетики с другими отраслями народного хозяйства страны.

Как видно из изложенного, дальнейшее развитие АСДУ, кроме создания необходимых технических средств, требует проведения большого объема научно-технических разработок, имеющих своей общей целью создание математического обеспечения АСДУ для оптимального управления режимами Единой энергосистемы. Решение указанных задач необходимо для достижения уровня развития АСДУ, соответствующего исключительной сложности ЕЭС СССР, как объекта управления. Этим будет не только обеспечена управляемость ЕЭС СССР и ее оптимальное функционирование, но и созданы условия для выбора оптимальной структуры Единой энергосистемы страны на генеральную перспективу.



# Моделирование алгоритмов сжатия данных при передаче телеметрической информации в энергосистемах

Канд. техн. наук МИТЮШКИН К. Г., инж. КУТЛЕР Г. П.

Москва

Создание автоматизированной системы диспетчерского управления (АСДУ) в энергетике предъявляет новые требования к системам передачи информации. Увеличение объема передаваемой информации и связанная с этим необходимость повышения скорости передачи в каналах связи, применение ЦВМ для обработки телеинформации ставит вопрос о более эффективном использовании каналов связи и ЦВМ в оперативно-информационных комплексах и разработке соответствующих принципов построения устройств телемеханики (УТМ).

В настоящее время в энергетике используются многоканальные циклические устройства телемеханики с временным разделением каналов [Л. 1]. При циклическом принципе передачи телеизмерений моменты передачи не связаны с моментами изменения измеряемых величин, в результате чего происходит передача как изменившихся, так и неизменившихся величин, что приводит к передаче избыточной информации и, как следствие, к неэффективному использованию каналов связи.

При увеличении числа передаваемых величин для сохранения неизменным периода обновления информации необходимо увеличивать скорость передачи в канале связи, что приводит к удорожанию каналов и ухудшению помехоустойчивости передачи. Повышение эффективности использования каналов связи и ЦВМ в системе оперативно-информационных комплексов может быть достигнуто применением различных методов сжатия данных при передаче телеизмерительной информации (ТИ) [Л. 1—4]. Эти методы позволяют сократить избыточность передаваемой информации, благодаря чему возможно уменьшение скорости передачи в каналах связи при сохранении неизменными основных параметров передачи — среднеквадратической ошибки и времени запаздывания.

Реализация методов сжатия требует введения в передающие устройства телемеханики новых по сравнению с традиционными узлов, таких как оперативная память на полный объем передаваемой информации и программного блока для выбора параметров для передачи. Выполнение этих блоков не представляет особых трудностей при современном уровне микроэлектронной техники. Тем не менее при выборе алгоритмов сжатия данных следует отдавать предпочтение более простым с точки зрения аппаратной и программной реализации способам с учетом того, что УТМ находятся в непрерывной работе и могут эксплуатироваться в условиях отсутствия постоянного обслуживающего персонала.

В статье рассмотрены некоторые достаточно просто реализуемые на практике алгоритмы сжатия информации в УТМ с порядком обслуживания датчиков телеизмерения, зависящим от контролируемых процессов, т. е. с адаптивной программой обслуживания. В дальнейшем УТМ с адаптивной программой обслуживания будем называть адап-

тивными, а алгоритмы сжатия информации в этих УТМ — адаптивными алгоритмами (в отличие от адаптивных циклических УТМ имеют жесткий порядок обслуживания). Сравнение различных адаптивных алгоритмов сжатия по отношению к циклическому алгоритму производится по среднеквадратичной погрешности передачи и коэффициенту сжатия полосы частот в канале связи.

Моделирование исследуемых алгоритмов было выполнено с помощью специально разработанных программ на ЦВМ третьего поколения типа Видео-топ 1010Б.

Рассмотрим адаптивные алгоритмы сжатия информации с плавающей апертурой при аппроксимации процессов полиномом нулевого порядка [Л. 4]. Принцип адаптивной передачи с плавающей апертурой состоит в том, что для передачи отбираются только параметры, отклонившиеся от последнего переданного значения на определенную величину (т. е. параметры, вышедшие за пределы заданной области — апертуры). Апертура  $\gamma$  называется плавающей, так как она устанавливается относительно последнего переданного в канал связи значения измеряемого параметра.

Рассматриваемые адаптивные алгоритмы отличаются способами задания апертуры и приоритетами выбора параметров, нарушивших апертуру, для передачи по каналу связи.

**Алгоритм с постоянной апертурой и поочередной передачей отклонившихся параметров.** Для всех параметров ТИ устанавливается одинаковая, не изменяющаяся в процессе передачи (и в этом смысле постоянная) апертура  $\gamma$ .

Производится поочередный опрос датчиков и сравнение текущего значения параметра в момент опроса  $x_j$  с ранее переданным значением  $y_j$ . В результате сравнения определяется разность  $\varepsilon_j = |x_j - y_j|$ .

Если для некоторого  $j$ -го параметра выполняется условие  $\varepsilon_j \geq \gamma/2$ , то  $j$ -й параметр выводится на передачу и его значение записывается в поле переданных значений. При этом опрос датчиков прерывается до начала передачи  $j$ -го параметра в канал связи, которая начинается после окончания передачи предыдущего кодового слова. В момент начала передачи  $j$ -го параметра возобновляется поочередный опрос датчиков, начиная с  $(j+1)$ -го. Таким образом в данном алгоритме осуществляется приоритет передачи очередного параметра, начиная с  $(j+1)$ -го. Поочередный опрос параметров может быть начат не с  $(j+1)$ -го, а всегда с 1-го параметра. При этом устанавливается приоритет передачи первых параметров.

**Алгоритм с постоянной апертурой для групп параметров и поочередной передачей отклонившихся параметров.**

Параметры ТИ разбиваются на  $M$  групп, каждая из которых имеет постоянную апертуру  $\gamma_m$ ,  $m = \overline{1, M}$ .



Положим, что  $\gamma_1 < \gamma_2 < \dots < \gamma_m$ . Это означает, что параметры первой группы передаются в канал связи при меньших изменениях, чем второй и т. д.

Объединение в группы производится по технологическому назначению параметров. Так, если необходимо точное слежение за параметром, то этот параметр располагается в первой группе.

Очередность опроса параметров та же, что и в алгоритме с постоянной апертурой (для всех параметров), т. е. может быть установлен приоритет передачи очередного параметра, начиная с  $(j+1)$ -го, либо с первого параметра.

**Алгоритм с постоянной апертурой и передачей наиболее отклонившегося параметра.** Для всех параметров ТИ устанавливается одинаковая неизменная во времени плавающая апертура, выход за которую означает необходимость передачи параметров в канал связи. Однако принятие решения о передаче того или иного параметра (если апертуру нарушили несколько параметров) производится в результате сравнения величин отклонений параметров  $\varepsilon_j$ ,  $j=1, K$  с установленной апертурой.

На передачу выводится тот параметр, который имеет максимальное отклонение  $\varepsilon_{\max}$ . Очевидно, для того, чтобы найти параметр с максимальным отклонением, необходимо по крайней мере один раз опросить все  $K$  параметров. В начале передачи слова возобновляется поочередный опрос параметров, начиная с первого и определяется величина разности  $\varepsilon_j$ .

Если  $\varepsilon_j \geq \gamma/2$ , то данная разность сравнивается с текущим значением максимальной разности  $\varepsilon_{\max, t}$  (в начале опроса значение  $\varepsilon_{\max, t}$  устанавливается равным нулю). При выполнении условия  $\varepsilon_j > \varepsilon_{\max, t}$  происходит смена максимальной текущей разности на большее значение, равное  $\varepsilon_j$ . Таким образом происходит смена «лидера» среди отклонившихся параметров. После опроса всех параметров «лидером» оказывается параметр, имеющий наибольшее отклонение. Адрес этого параметра и его значение выводится на передачу,  $x_j$  записывается в поле переданных значений и дальнейший опрос параметров прекращается. В случае отсутствия «лидера» опрос продолжается до тех пор, пока отклонение какого-либо из параметров превысит  $\gamma/2$  и лидер будет найден.

Так же, как и в рассмотренном выше алгоритме, в данном случае могут быть введены различные апертуры для групп параметров.

**Алгоритм со ступенчато-сужающейся апертурой.** Для каждого параметра ТИ устанавливается несколько ступеней апертуры  $\gamma_m, \gamma_{m-1}, \dots, \gamma_0$ , причем сравнение текущего параметра производится сначала с большей (грубой) апертурой  $\gamma_m$  и затем, если отклонения за данную апертуру не обнаружено, апертура изменяется на меньшую ( $\gamma_{m-1}$ ), производится новое сравнение и т. д.

Приоритет в передаче параметров, превысивших данную апертуру, определяется очередностью опроса параметров. При приоритете передачи очередного параметра, начиная с  $(j+1)$ -го, опрос производится следующим образом. В начале передачи  $j$ -го параметра устанавливается самая большая апертура  $\gamma_m$  и, начиная с  $(j+1)$ -го параметра, проверяется наличие отклонений за  $\gamma_m$ . Если таких от-

клонений среди всех  $K$  параметров не обнаружено, то при повторном опросе  $(j+1)$ -го параметра устанавливается новое значение апертуры  $\gamma_{m-1} < \gamma_m$  и т. д.

Если же обнаружено отклонение некоторого параметра, вышедшего за данную апертуру, то он выводится на передачу и опрос параметров прекращается до момента начала передачи этого параметра. В этот момент устанавливается вновь самая большая апертура  $\gamma_m$  и производится опрос, начиная с очередного параметра. Число опросов всех параметров при реализации данного алгоритма должно быть не меньше числа ступеней апертуры  $m$ . В пределе число ступеней равно числу уровней квантования при аналого-цифровом преобразовании. При этом алгоритм со ступенчато-сужающейся апертурой приводит к тем же результатам, что и рассмотренный выше алгоритм с передачей наиболее отклонившегося параметра, однако число опросов параметров в данном случае существенно больше.

Сравнение адаптивных алгоритмов проводилось по среднеквадратичной погрешности передачи  $\delta_{\text{ср.кв}}$  и коэффициенту сжатия полосы частот  $K_{\text{сж}}$  по отношению к алгоритму циклической передачи.

Погрешность передачи обусловлена отличием текущих значений параметров на входе передающего устройства  $x_j(t)$  и переданного значения параметра  $y_j(t)$ . В течение времени обновления параметра на выходе передатчика значение  $y_j(t)$  остается неизменным, а  $x_j(t)$ , естественно, может изменяться. Время обновления в циклических УТМ определяется циклом передачи  $T_0$ , постоянным для всех  $j=1, K$  параметров. Для адаптивных УТМ время обновления  $T_j$  непостоянно и может быть различным для разных параметров (в зависимости от интенсивности изменения параметров, длины очереди на передачу и т. п.). Величина погрешности передачи определяется при прочих равных условиях видом адаптивного алгоритма и скоростью передачи по каналу связи. Поэтому при сравнении алгоритмов определялась зависимость  $\delta_{\text{ср.кв}}$  от скорости передачи.

Коэффициент  $K_{\text{сж}}$  определяется как отношение скорости передачи в канале связи адаптивного УТМ к циклическому при условии равенства их среднеквадратичных погрешностей

$$K_{\text{сж}} = \frac{b_{\text{ц}}}{b_{\text{а}}};$$

при

$$\delta_{\text{ср.кв}}(\text{ц}) = \delta_{\text{ср.кв}}(\text{а})$$

где  $b_{\text{ц}}$ ,  $b_{\text{а}}$  — скорость передачи в канале связи при циклическом и адаптивных методах соответственно.

Зависимость  $K_{\text{сж}}$  от  $\delta_{\text{ср.кв}}$  дает возможность выбора наиболее эффективного алгоритма при допустимой среднеквадратичной погрешности.

**Характеристика исходного массива данных.** Для сравнения алгоритмов сжатия данных необходимо знать характер информации, поступающей на вход передающего устройства с точки зрения скорости ее изменения, количества одновременно изменяющихся параметров и амплитуды отклонений. При обработке данных будем оперировать не самими измеряемыми величинами  $x_j(t)$ , а их отклонениями

от предыдущего значения в  $i$ -й момент, которые, как и сами величины, являются случайными:

$$\Delta_j = |x_j(t_i) - x_j(t_{i-1})|,$$

где  $\Delta_j$  — абсолютное значение отклонения  $j$ -й измеряемой величины за время  $\Delta t = t_i - t_{i-1}$ ,  $x_j(t_i)$ ,  $x_j(t_{i-1})$  — значение  $j$ -й величины в моменты  $t_i$  и  $t_{i-1}$  соответственно.

В качестве исходных данных были использованы массивы телеинформации, записанные с выходов приемных устройств телемеханики на диспетчерских пунктах двух крупных ОДУ (ОДУ-1 и ОДУ-2). В этих энергообъединениях имеются ЦВМ 1010Б, которые принимают информацию от устройств телемеханики в реальном масштабе времени. В ОДУ-1 вводится информация от 23 аналоговых УТМ и от четырех многоканальных устройств (МКТ-1, МКТ-2, МИКС-2), работающих со скоростью передачи 50 Бод (время обновления информации около 3, 7 и 2,5 с соответственно). В ОДУ-2 информация вводится от шести аналоговых УТМ и от 16 многоканальных устройств типа Стимул-2М, три из которых работают на скорости 300 Бод, остальные — на скорости 50 Бод (цикл обновления в зависимости от объема от 0,7—1,3 до 4—8 с соответственно).

Ввод поступающей от УТМ информации осуществляется по инициативе ЦВМ при приходе нового адреса параметра в многоканальном устройстве телемеханики [Л. 5]. Ввод производится в темпе поступления без потери принятой информации. Аналоговые УТМ опрашиваются циклически один раз в секунду.

Для получения исходного массива данных произведена запись полученной от всех УТМ информации на магнитный диск. Запись осуществлялась в течение 18 мин с интервалами в 0,5 с. Полученный массив данных переписывался на магнитную ленту, а магнитный диск заполнялся новым массивом информации за следующие 18 мин. В результате на магнитной ленте имеется запись всего объема телеизмерений, поступающих от УТМ, в течение четырех 18-минутных интервалов, каждый из которых имеет около 2400 точек измерения.

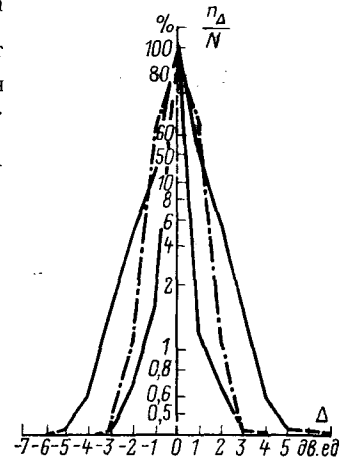
В ОДУ-1 произведена запись 36 параметров ТИ, в ОДУ-2 — 54 параметров ТИ.

Таким образом исходный массив данных характеризует изменчивость параметров ТИ на входе передающего УТМ, осуществляющего ретрансляцию информации на высшую ступень диспетчерского управления (из ОДУ в ЦДУ ЕЭС СССР).

В результате изучения имеющегося массива данных на ЦВМ 1010Б получены характеристики для каждого параметра ТИ и общего массива данных.

На рис. 1 приведены характеристики относительного числа отсчетов  $n_{\Delta}/N$ , в которых параметры отклонились на величину не менее заданной величины  $\Delta$  (при  $N=2400$ ). Приведенные кривые являются характеристиками трех перетоков активной мощности по ВЛ 500 кВ (по данным ОДУ-1). За единицу отклонения  $\Delta=1$  принято отклонение величины входного параметра  $x_j(t)$  на 1 двопичную единицу (дв. ед.). Отрезки характеристик по оси абсцисс показывают амплитуду колебаний пара-

Рис. 1. Характеристики числа отсчетов  $\frac{n_{\Delta}}{N}$  в зависимости от амплитуды отклонений  $\Delta$  для перетоков активной мощности.



метра, а по оси ординат — относительное число отсчетов, в которых параметр не изменялся. Симметрия говорит о колебании параметров вокруг неизменной средней величины, несимметрия — о росте или уменьшении значения параметра за интервал времени измерения. Аналогичные характеристики получены для остальных параметров ОДУ-1.

По данным ОДУ-1 анализ всех полученных кривых показал, что 5 параметров из 36 отклонялись не более, чем на 1 дв. ед. (в основном характеристики напряжений), один параметр не изменился ни разу, остальные имели значения отклонений от 2 до 7 дв. ед.

По данным ОДУ-1 подсчитана частота отклонений для каждого параметра  $x_j(t)$ :

$$\lambda_{j, \Delta} = \frac{n_{\Delta}}{N \Delta t},$$

где  $n_{\Delta}$  — количество точек, в которых величина отклонения не менее заданного числа  $\Delta$  ( $\Delta=1, 2, 3 \dots$  дв. ед.);  $N$  — общее число точек измерения;  $\Delta t$  — интервал измерения (0,5 с).

Например, для перетоков активной мощности максимальная частота отклонения  $(\lambda_{p1})_{\max} = 0,822$  1/с, для измерений суммарной активной мощности энергосистемы  $(\lambda_{p_{\Sigma}, 1})_{\max} = 0,27$  1/с, для измерений суммарной мощности станций  $(\lambda_{p_{ст}, 1})_{\max} = 0,372$  1/с, для напряжений  $(\lambda_{u, 1})_{\max} = 0,444$  1/с. Как видно, наибольшая частота отклонений наблюдается у перетоков активной мощности. Вычислено среднее число отклонений в секунду для  $\Delta \geq 1$  дв. ед. по каждой из указанных групп параметров:  $\lambda_{p, 1} = 0,234$  1/с;  $\lambda_{p_{\Sigma}, 1} = 0,144$  1/с;  $\lambda_{p_{ст}, 1} = 0,16$  1/с;  $\lambda_{u, 1} = 0,16$  1/с.

Для любого количества измеряемых величин можно подсчитать суммарное среднее число отклонений в единицу времени:

$$\lambda_{\Sigma, \Delta} = \lambda_{p, \Delta} K_p + \lambda_{u, \Delta} K_u + \lambda_{p_{\Sigma}, \Delta} K_{p_{\Sigma}} + \lambda_{p_{ст}, \Delta} K_{p_{ст}},$$

где  $K_p$ ,  $K_u$ ,  $K_{p_{\Sigma}}$ ,  $K_{p_{ст}}$  — количество величин в данной группе параметров (для ОДУ-1:  $K_p=18$ ,  $K_u=5$ ,  $K_{p_{\Sigma}}=6$ ,  $K_{p_{ст}}=7$ ).

Для ОДУ-1  $\lambda_{\Sigma, 1} = 7,16$  1/с, т. е. в среднем за секунду происходит 7,16 отклонений параметров на величину не менее 1 дв. ед., и  $\lambda_{\Sigma, 2} = 2,38$  1/с, т. е. в среднем происходит 2,38 отклонений параметров на величину не менее 2 дв. ед.

На рис. 2 даны характеристики средней частоты отклонений по всем параметрам в зависимости

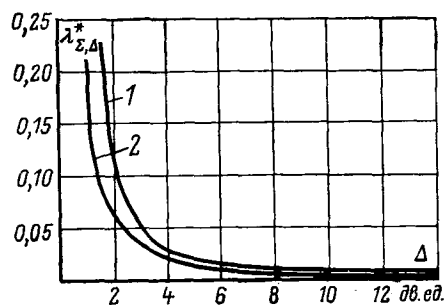


Рис. 2. Характеристики средней частоты отклонений в зависимости от амплитуды отклонений.

1 — для массива данных ОДУ-2; 2 — для массива данных ОДУ-1.

от амплитуды отклонений

$$\lambda_{\Sigma, \Delta}^* = \lambda_{\Sigma, \Delta} / K,$$

где  $K$  — число измеряемых параметров.

Полученные кривые показывают, что с увеличением  $\Delta$  средняя частота отклонений резко падает. По данным ОДУ-1 подсчитано, что  $\sim 15\%$  отклонений параметров приходится на  $\Delta \leq 2$  дв. ед., в то время как на  $\Delta \geq 8$  дв. ед. наблюдается только  $0,5\%$  отклонений.

Исследуемый массив случайных величин является суммарным потоком нескольких случайных величин. Каждое отклонение измеряемых величин от предыдущего значения может рассматриваться как единичная заявка на обслуживание.

В первом приближении поток заявок может быть описан законом Пуассона:

$$P_n(t) = \frac{(\lambda t)^n}{n!} e^{-\lambda t},$$

где  $P_n(t)$  — вероятность появления  $n$  заявок за время  $t$  при средней интенсивности поступления заявок, равной  $\lambda$ .

Опытным путем получены характеристики статистической вероятности появления общего числа заявок, равного  $n$ , за интервалы времени, равные  $0,5, 1, 2, 3, 4$  с при  $\Delta \geq 2$  дв. ед.

Сравнение расчетных и экспериментальных кривых дает возможность утверждать, что по характеру изменения исследуемый поток данных приближается к простейшему Пуассоновскому потоку с параметром  $\lambda = \lambda_{\Sigma, \Delta}$  [Л. 6].

Очевидно, для энергообъектов на разном уровне управления  $\lambda_{\Sigma, \Delta}$  будет различным. Наибольшие колебания параметров в нормальном режиме имеют место на нижних уровнях, на более высоких уровнях энергообъединений колебания параметров сглаживаются в результате многоступенчатой ретрансляции в УТМ. Зная среднюю частоту отклонений по группам параметров для данного уровня и число параметров в группе, можно подсчитать  $\lambda_{\Sigma, \Delta}$  и построить расчетные вероятностные характеристики.

**Моделирование алгоритмов передачи информации на ЦВМ.** Моделирование ретрансляции информации на уровне ОДУ производилось на ЦВМ 1010Б. Данные от приемных устройств телемеханики, записанные на магнитную ленту, использовались в качестве исходного массива данных, имити-

рующих входной поток телеинформации для всех моделируемых алгоритмов передачи.

В соответствии с заданным алгоритмом передачи в ЦВМ производилась обработка информации по специальной программе, заключающейся в выборе по заданному алгоритму параметра, предназначенного для передачи в канал связи. Отобранные для передачи параметры записывались на магнитный диск, образуя выходной массив данных. При этом в программе предусматривалась имитация изменения скорости передачи в канале связи, а также передача очередного параметра в соответствии с квазициклическим<sup>1</sup> режимом работы УТМ в случае, если ни один из параметров не соответствует заданному критерию передачи (например, если ни один из параметров не превысил заданной апертюры).

Таким образом, на магнитном диске записываются массив входных данных, соответствующий исходной информации ТИ, и массив выходной информации, полученный из исходного путем обработки по заданному алгоритму.

Для сравнения алгоритмов произведен подсчет среднеквадратичной погрешности передачи для каждой модели.

Значение среднеквадратичной погрешности по каждому алгоритму для данного ТИ подсчитывается по программе как сумма квадратов мгновенных значений погрешности, отнесенная к общему числу точек измерения:

$$\delta_{\text{ср. кв}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x(t_i) - y(t_i)]^2,$$

где  $x(t_i)$  — значение параметра во входном потоке в момент  $t_i$ ;  $y(t_i)$  — значение параметра в выходном потоке в момент  $t_i$ ;  $N$  — число точек измерения.

Для сравнения алгоритмов целесообразно пользоваться приведенной среднеквадратичной погрешностью:

$$\delta_{\text{ср. кв}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x(t_i) - y(t_i)]^2}}{(x_{\text{max}} - x_{\text{min}})},$$

где  $(x_{\text{max}} - x_{\text{min}})$  — диапазон шкалы телеизмеряемой величины в двоичных единицах.

Для каждого алгоритма и каждого ТИ были получены характеристики  $\delta_{\text{ср. кв. } j}$ ;  $j = \overline{1, K}$  в зависимости от скорости передачи  $b$ . Погрешность передачи многоканальной системы телеизмерений можно характеризовать среднеквадратичной ошибкой того параметра, который имеет наибольшее значение  $\max(\delta_{\text{ср. кв. } j})$ ;  $j = \overline{1, K}$ .

На рис. 3 приведены характеристики  $\max(\delta_{\text{ср. кв. } j})$  в зависимости от  $b$  для различных алгоритмов по данным ОДУ. Для циклической системы (кривая 1) максимальное значение погрешности на всех скоростях передачи имеет один и тот же параметр. Для адаптивных алгоритмов максимальной погрешностью при различных скоро-

<sup>1</sup> В этом режиме параметры ТИ передаются поочередно независимо от их отклонения как при обычной циклической передаче.

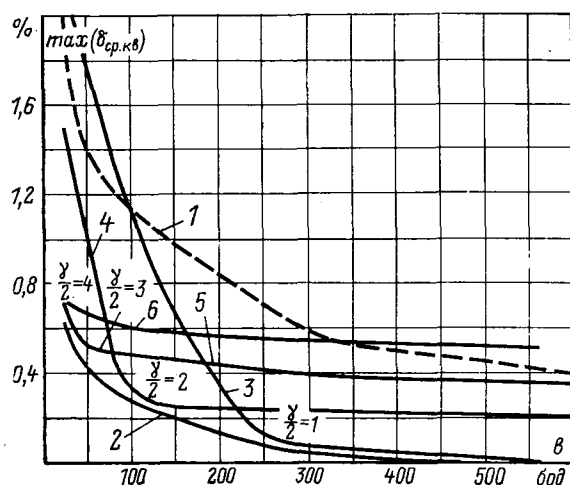


Рис. 3. Зависимость  $\max(\delta_{\text{ср.кв}})$  от скорости передачи для данных ОДУ-1.

1 — циклическое УТМ; 2 — адаптивное УТМ с передачей наиболее отклонившегося ТИ; 3—6 — адаптивное УТМ с постоянной апертурой  $\gamma/2=1, 2, 3, 4$  дв. ед. соответственно.

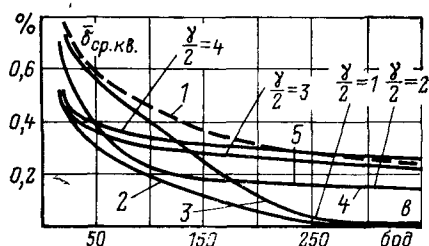


Рис. 4. Зависимость  $\delta_{\text{ср.кв}}$  от скорости передачи для данных ОДУ-1.

1 — циклическое УТМ; 2 — адаптивное УТМ с передачей наиболее отклонившегося ТИ; 3—6 — адаптивное УТМ с постоянной апертурой  $\gamma/2=1, 2, 3, 4$  дв. ед. соответственно.

стях передачи в общем случае могут обладать различными параметрами. Поэтому при построении кривых 2—6 выбирались параметры, имеющие максимальную величину  $\delta_{\text{ср.кв}, j}$  для данного значения  $b$ .

Максимальная погрешность  $\max(\delta_{\text{ср.кв}})$  для алгоритма с постоянной апертурой и поочередной передачей отклонившихся ТИ с  $\gamma/2=1$  в диапазоне от 25 до 100 Бод превосходит погрешность, получаемую при циклическом методе передачи (рис. 3). Это объясняется тем, что при малой величине аперттуры число параметров, превысивших заданную аперттуру, больше  $K/2$  (предполагается, что длина слов в УТМ с адаптивным алгоритмом из-за необходимости передачи адреса  $\approx 2$  раза превосходит длину кодового слова в УТМ с циклическим принципом передачи).

Сравнение алгоритмов можно проводить и по средней для всех параметров среднеквадратичной погрешности передачи:

$$\bar{\delta}_{\text{ср.кв}} = \frac{1}{K} \sum_{j=1}^K \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x_j(t_i) - y_j(t_i)]^2},$$

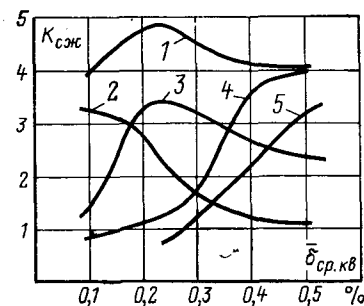
(x<sub>max</sub> - x<sub>min</sub>)<sub>j</sub>

где  $K$  — число телеизмеряемых параметров.

На рис. 4 даны зависимости  $\bar{\delta}_{\text{ср.кв}}$  от скорости передачи для ОДУ-1 для циклического (кривая 1) и различных адаптивных алгоритмов.

Рис. 5. Зависимость коэффициента сжатия от  $\bar{\delta}_{\text{ср.кв}}$  для данных ОДУ-1.

1 — адаптивное УТМ с передачей наиболее отклонившегося ТИ. 2—5 — адаптивное УТМ с  $\gamma/2=1, 2, 3, 4$  дв. ед. соответственно.



Из полученных характеристик видно, что минимальное значение погрешности дает алгоритм с передачей наиболее отклонившегося ТИ во всем диапазоне скоростей передачи (кривая 2). Характеристики для алгоритмов с постоянной аперттурой и поочередной передачей отклонившихся ТИ приближаются к характеристике алгоритма с передачей наиболее отклонившегося параметра при различных скоростях в зависимости от заданной величины  $\gamma$  (кривые 3—6).

На рис. 5 приведены характеристики коэффициента сжатия по полосе в зависимости от  $\bar{\delta}_{\text{ср.кв}}$ , подсчитанные по кривым рис. 4. Полученные характеристики дают возможность выбрать наиболее эффективный алгоритм для данной реализации при допустимой среднеквадратичной погрешности. Например, для данных ОДУ-1 при допустимой погрешности  $\bar{\delta}_{\text{ср.кв}}=0,1-0,3\%$  применение адаптивного принципа передачи с поиском наиболее отклонившегося ТИ дает возможность использовать канал с шириной полосы в 4—5 раз уже, чем при циклическом принципе передачи. Аналогичные характеристики получены для ОДУ-2.

Таким образом, применение алгоритма с передачей наиболее отклонившегося параметра позволяет уменьшить  $\bar{\delta}_{\text{ср.кв}}$  по сравнению с циклической передачей более чем в два раза при заданной скорости передачи, либо уменьшить ширину полосы частот в 4—5 раз при заданной величине  $\bar{\delta}_{\text{ср.кв}}$ . Скорость передачи телеизмерительной информации при ретрансляции ее на высшую ступень диспетчерского управления при применении алгоритмов с передачей наиболее отклонившихся параметров может быть ограничена 200—300 Бод, при этом  $\bar{\delta}_{\text{ср.кв}}$  не превосходит 0,1%.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Митюшкин К. Г. Телемеханика в энергосистемах. М., «Энергия», 1975. 352 с.
2. Мановцев А. П. Основы теории радиотелеметрии. М., «Энергия», 1973.
3. Ольховский Ю. Б., Новоселов О. Н., Мановцев А. П. Сжатие данных при телеизмерениях. М., «Советское радио», 1971.
4. Сокращение избыточности. — «Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике», 1967, № 3.
5. Любарский Ю. Я., Штейнбок Л. С. Принципы ввода телеинформации в малые ЭВМ. — «Экспресс-информация. Средства управления в энергетике». Информэнерго, 1973, № 1/28.
6. Митюшкин К. Г. Адаптивная система сбора и передачи оперативной диспетчерской информации в энергосистемах. — «Электричество», 1976, № 9.

[18.4.1977]

# Возможности применения М-автомата в информационных системах оперативного диспетчерского управления энергосистемами

Канд. техн. наук ЛЮБАРСКИЙ Ю. Я.

Москва

Функции информационных подсистем оперативно-информационного комплекса (ОИК) [Л. 1] АСДУ энергосистем и энергообъединений возлагаются на мини-ЦВМ, работающие в реальном масштабе времени [Л. 2]. В эти функции входит ввод в ЦВМ ОИК оперативной информации (в основном от устройств телемеханики), обработка этой информации и ее отображение на диспетчерских дисплеях, табло, щитах. Математическое обеспечение выполнения этих функций представляет собой комплекс программ, управляемых общим супервизором. Поскольку в существующих ОИК условия запуска или периоды выполнения различных программ комплекса определены заранее, эти комплексы могут быть названы системой жесткого поведения (СЖ).

Ограниченный ресурс мини-ЦВМ ОИК предъявляет высокие требования к гибкости математического обеспечения. Это следует учитывать при расширении информационных функций ОИК. Необходимость расширения функций определяется такими актуальными задачами, как улучшение возможности диалога диспетчерского персонала энергосистем с ЦВМ, автоматическое формирование понятий текущей ситуации в энергосистеме, улучшение надежности работы комплекса технических средств, повышение достоверности выводимой информации. Для обеспечения выполнения этих функций необходима система адаптивного поведения (СА), которая оптимизирует поведение информационной системы (ИС), исходя из множества критериев.

Наиболее важными из них являются: повышение надежности системы путем увеличения темпа анализа неисправностей ЦВМ; повышение достоверности входной информации путем запуска программ достоверизации; улучшение сервисности ИС, в том числе увеличение возможностей диалога, темпа выдачи информации на средства отображения, анализ ситуации в энергосистеме.

Для построения СА целесообразно использовать получившие в последнее время развитие кибернетические методы «искусственного интеллекта» [Л. 3, 4, 10 и 11]. Система СА должна осуществлять распределение ресурса и автоматический выбор цели. Для определенности здесь и далее подразумевается ресурс производительности ЦВМ ИС. Взаимодействие СА с СЖ осуществляется таким образом, что СА не заменяет, а дополняет СЖ. Целесообразно закрепить за СЖ функции ввода оперативной информации, ее первичной обработки, простейшие функции диалога. Ресурс ИС, оставшийся после выполнения функций СЖ, должен распределяться в СА. Кроме того в СЖ осуществляется первичное обобщение конкретной информации для СА. Таким образом, СА строится над СЖ. Для реализации автоматического выбора цели целесообразно использовать в применении к ИС ОИК АСДУ теорию М-автоматов [Л. 4 и 5],

являющуюся одним из разделов эвристического моделирования. М-автомат является моделью семантической сети задачи (в нашем случае — задачи распределения ресурса ИС). Моделируемая сеть является графом, в котором вершины помечены именами понятий задачи, а дуги — именами отношений между понятиями. В М-автомате вершины семантической сети моделируются значениями возбуждения узлов  $x$ , а дуги — значениями возможности связей между узлами  $R$  (возбуждающие связи имеют положительную проходимость, тормозные связи — отрицательную проходимость).

Работа М-автомата сводится к процессу распространения возбуждений между узлами сети по связям, причем наиболее возбужденным узлам соответствуют понятия задачи, наиболее актуальные для решения в данной ситуации. Правила распространения возбуждения, модифицированные (по сравнению с [Л. 4]) для обеспечения работы М-автомата в реальном масштабе времени на малых ЦВМ, описываются выражением:

$$x_{j,i+1} = \left\langle x_{j,i} + \frac{\left[ \sum_{l=1}^Q x_{l,i} R_l(l,j) \right] - x_{j,i} - x_{\pi} + K_3 a_{j,i} \Delta}{K_1 + (K_2 - K_3) |\Delta| a_{j,i} \vee 0} \right\rangle \wedge x_{\max} \vee 0, \quad (1)$$

где  $j$  — номер узла в М-автомате;  $i$  — номер такта работы М-автомата;  $Q$  — количество узлов;  $x_{j,i}$  — возбуждение узла  $j$  в  $i$ -й такт;  $R_l(l,j)$  — проходимость связи между узлами с номерами  $l$  и  $j$ ;  $x_{\max}$  — максимальное значение возбуждения узлов;  $x_{\pi}$  — «пороговое» значение возбуждения узлов;

— символ обобщенной дизъюнкции (выбор максимума);  $\wedge$  — символ обобщенной конъюнкции (выбор минимума) [Л. 6];  $K_1 \rightarrow K_4$  — постоянные коэффициенты;  $\Delta$  — разность значений возбуждения узла, соответствующего обобщенному положительному критерию и возбуждения узла, соответствующего обобщенному отрицательному критерию;  $a_{j,i}$  — функция «активатора»

$$a_{j,i} = \left( \bigvee_{l=1}^Q x_{l,i} \right) (x_{j,i} \geq x_{l,i}), \quad (2)$$

$\bigvee$  — квантор общности.

М-автомат имеет нерархическую структуру: его узлы организованы в уровни восприятий, критериев, драйвов и действий. Источником возбуждения всех узлов автомата являются узлы уровня восприятий, возбуждение которых формируется в СЖ. Уровень критериев содержит узлы, возбуждения которых соответствуют обобщенным оценкам восприятий. Можно провести аналогию между функциями узлов уровня критериев и функциями эмоционального аппарата человека и животных [Л. 4]. Узлы уровня драйвов моделируют «стремления» М-автомата к выполнению различных

действий. Узлы уровня действий соответствуют одному из узлов на уровне драйвов. Принято, что М-автомат инициирует выполнение тех действий, для которых возбуждение соответствующих узлов уровня драйвов максимально и превышает пороговый уровень:

$$x_{d,i} = [x_{d,i} \text{sign}(x_{r,i} - x_{tr})] \vee 0, \quad (3)$$

где  $x_{d,i}$  — значение возбуждения узла  $d$  из уровня действий;  $x_{r,i}$  — значение возбуждения соответствующего узла из уровня драйвов;  $\text{sign}$  — пороговая функция:

$$\text{sign } y = \begin{cases} -1 & \text{при } y < 0, \\ 1 & \text{при } y > 0; \end{cases}$$

$\alpha_{d,i}$  — функция активатора драйвов

$$\alpha_{d,i} = \left( \bigvee_{l=1}^D x_{r,l} \right) (x_{r,i} \geq x_{l,i}), \quad (4)$$

$D$  — количество узлов драйвов.

При инициировании выполнения выбранного действия М-автомат осуществляет ослабление возбуждения соответствующего узла уровня драйвов

$$x_{r,i+1} = x_{r,i} - x_{d,i}, \quad (5)$$

моделируя эффект ослабления драйва при начале выполнения действия [Л. 7].

М-автомат обладает способностью к самообучению, что выражается в автоматическом изменении проходимостей связей для узлов, выделенных активатором в последовательных тактах (принцип условного рефлекс):

$$R_{i+1}(l, j) = \{R_i(l, j) + \alpha_{j,i} K_5 (x_{l,i} - x_{j,i}) \times \\ \times \sigma[R_j(l, j)] \sigma(x_{j,i}) + \alpha_{l,i} - \alpha_{j,i} K_6 (x_{l,i} - x_{j,i})\} \wedge 1, \quad (6)$$

где  $l \neq j$ ,  $K_5$ ,  $K_6$  — постоянные коэффициенты.

Для проверки функционирования М-автомата в качестве системы, гибко распределяющей ресурс ИС АСДУ, было проведено автономное моделирование М-автомата на ЦВМ. Структура модели составлена по выражениям (1) — (6) и имеет четыре уровня и 40 узлов с возбуждающими и тормозными связями.

Возбуждение узлов уровня восприятий формируются в СЖ программами первичной обработки телеинформации и анализа неисправностей ЦВМ, диалоговой системой и супервизором СЖ.

При автономном моделировании М-автомата для адаптивного распределения ресурса ИС входная ситуация (состояние энергосистемы и комплекса технических средств ИС АСДУ) задавалась в виде значений возбуждений узлов уровня восприятий в М-автомате. Часть значений возбуждений узлов этого уровня вычислялась специальной программой в зависимости от действий, инициируемых М-автоматом (каждой программе действий был заранее приписан определенный коэффициент загрузки ЦВМ и определенная длительность выполнения). Результатом работы автомата являются возбуждения узлов уровня действий, которые при работе в реальной системе должны инициировать запуск соответствующих программ действий.

Проверялось функционирование автомата при четырех различных вариантах состояния энергосистемы:

нет нарушений пределов телеизмерений и изменений телесигнализации (№ 1);

изменение телесигнализаций (в течение двух тактов работы автомата) (№ 2);

нарушение предупредительных пределов ряда телеизмерений (№ 3);

изменение телесигнализаций (в течение двух тактов), а также нарушение предупредительных и аварийных пределов ряда телеизмерений (№ 4).

Таким образом, увеличение номера варианта соответствует увеличению степени изменчивости входной информации об объекте управления. Исходные данные для моделирования сведены в таблице.

Во всех вариантах принято:  $x_5=20$ ,  $x_6=90$ ,  $x_7=10$ ,  $x_8=20$ ,  $x_9=80$ ,  $x_{10\max}=100$ ; начальные состояния возбуждения узлов  $x_{10(0)}=80$ ,  $x_{11(0)}=20$ ,  $x_{12(0)}=100$ . Результаты работы М-автомата оценивались в соответствии со следующими требованиями:

адекватность действий, инициируемых автоматом данной входной ситуации;

Номер варианта	Возбуждения узлов	Значения возбуждения узлов по тактам																			
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
1	$x_1$	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
	$x_2$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	$x_3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	$x_4$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	$x_1$	100	100	100	100	100	100	100	100	0	0	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
	$x_2$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	$x_3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	$x_4$	0	0	0	0	0	0	0	0	100	100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	$x_1$	100	100	100	100	100	100	100	100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	$x_2$	0	0	0	0	0	0	0	0	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
	$x_3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	$x_4$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	$x_1$	100	100	100	100	100	100	100	100	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	$x_2$	0	0	0	0	0	0	0	0	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
	$x_3$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100
	$x_4$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100	100

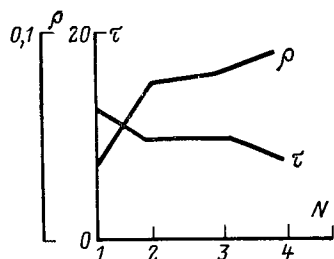


Рис. 1. Зависимость времени реакции  $\tau$  и активности  $\rho$  от степени изменчивости входной информации.

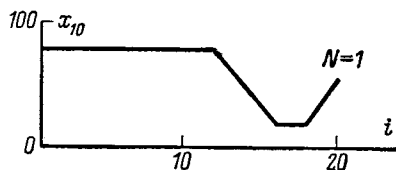


Рис. 2. Восстановление ресурса.

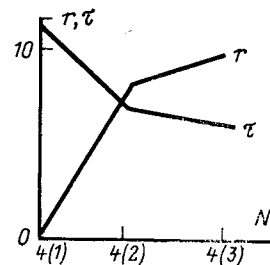


Рис. 3. Зависимости времени реакции  $\tau$  и количества связей  $r$  от цикла расчета.

время реакции автомата  $\tau$  (измеренное в тактах от начала расчета до инициирования первого действия) должно уменьшаться при увеличении степени изменчивости входной информации (т. е. при увеличении номера варианта);

активность  $\rho$  автомата, определяемая выражением:

$$\rho = \sum_{j=1}^D \frac{1}{T} \int_0^T \sigma(x_{dj}) dt, \quad (7)$$

где  $D$  — количество узлов уровня действий в автомате;  $T$  — период расчета;  $t$  — текущее время;  $x_{dj}$  — значения возбуждения узлов действий, должна увеличиваться при увеличении степени изменчивости входной информации;

М-автомат должен обладать способностью поддерживать ресурс ИС, в результате самообучения М-автомата время реакции  $\tau$  при повторении входных ситуаций должно уменьшаться;

в результате самообучения при повторении входных ситуаций должна улучшаться способность М-автомата поддерживать ресурс ИС.

Оценка работы М-автомата по первому критерию может быть осуществлена путем рассмотрения названий действий, инициируемых автоматом в различных ситуациях.

Так, в четвертом варианте автомат сначала инициирует увеличение темпа выдачи информации на дисплей и табло, затем производит упрощенный анализ ситуации, а затем (с целью восстановить ресурс) — уменьшение темпа анализа неисправностей ЦВМ. Очевидно, эта последовательность действий близка к той, которую предпринял бы человек-диспетчер, если бы он обладал той же входной информацией, что и М-автомат и мог бы реагировать в темпе работы автомата.

Зависимость времени реакции  $\tau$  и активности  $\rho$  автомата от степени изменчивости входной информации (т. е. от номера варианта) приведена на рис. 1, откуда видно соответствие работы автомата второму и третьему требованиям.

Из рис. 2, на котором показано изменение возбуждения узла «ресурс» для варианта № 1, можно заключить, что работа автомата удовлетворяет четвертому требованию (аналогичные графики получены и для № 2, 3 и 4).

Для проверки эффективности самообучения М-автомата входная ситуация варианта № 4 была повторена несколько раз, причем сохранялись проходимость связей, измененные по формуле (6).

На рис. 3 показана зависимость времени реакции  $\tau$  от цикла расчета. Каждый расчет занимал 20 тактов [№ 4(1), 4(2), 4(3) — номера последовательных циклов расчета по варианту № 4 с самообучением]. На том же графике показана зависимость количества  $r$  связей, изменившихся при самообучении свою проходимость, от цикла расчета. На рис. 3 видно, что пятое требование выполняется в моделируемом М-автомате.

Наконец, выполнение последнего требования при самообучении иллюстрирует рис. 4 (отрицательные значения возбуждения узла — условный прием, удобный для автономного моделирования).

Положительные результаты моделирования М-автомата для адаптивного распределения ресурса ИС АСДУ подтверждают целесообразность построения на основе М-автоматов адаптивных супервизоров систем реального времени.

В М-автомате для распределения ресурса ИС представлены обобщенные оценки разнородной информации, которую обрабатывает ИС. Эти оценки, которые представлены в автомате возбуждениями соответствующих узлов, могут быть использованы для расширения функций диалога диспетчерского персонала с ИС по сравнению с возможностями диалоговых систем в СЖ.

Диалог диспетчера с М-автоматом может преследовать, по крайней мере, следующие цели: контроль состояния М-автомата; контроль с помощью М-автомата состояния объекта управления (энергосистемы) и комплекса технических средств ОИК АСДУ; обучение М-автомата диспетчером для улучшения функционирования М-автомата.

В качестве языка общения с М-автоматом целесообразно принять язык названий узлов и уровней семантической сети автомата, в качестве средства общения — функциональную клавиатуру с соответствующими надписями на клавишах. Нажатие

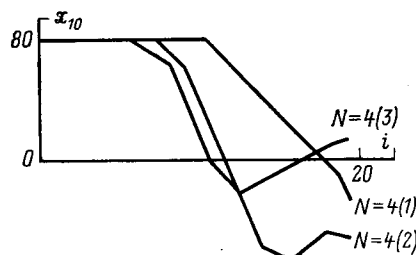


Рис. 4. Самообучение. Восстановление ресурса.



клавиши диспетчером означает при таком общении запрос, а подсвечивание или мигание клавиш — ответ ЦВМ. Возможна программная реализация функциональной клавиатуры: клавиатура изображается на экране дисплея, указание клавиши человеком происходит, например, с помощью «светового пера», ответ ЦВМ осуществляется миганием необходимых символов на экране.

При диалоге с М-автоматом используется наличие в автомате активатора (формула (2)), выбирающего наиболее возбужденный, т. е. семантически наиболее важный в данной ситуации узел (активатор моделирует функцию внимания автомата [Л. 4]).

Контроль состояний М-автомата может быть осуществлен отображением последовательности выбранных активатором узлов каждого уровня («поток внимания»). В диалоговом режиме человек нажатием клавиши указывает узел или уровень М-автомата, а автомат отвечает названием наиболее возбужденного узла указанного уровня или (при указании узла) — названием наиболее возбужденного из узлов, связи из которых входят в указанный узел.

В некоторых случаях в ответе автомата недостаточно указывать только названия узлов, но нужно сопровождать их оценкой значения возбуждения этих узлов. Для таких оценок целесообразно использовать теорию нечетных множеств [Л. 8] и трактовать значение возбуждения узла как лингвистическую переменную, принимающую значения элементов: «очень малый», «малый», «средний», «большой», «очень большой».

Для этого необходимо в соответствии с [Л. 9] ввести функцию нечеткой идентификации  $N$  (оценка принадлежности значения возбуждения  $x$  элементам лингвистической переменной), функцию сходства:

$$S(A, B) = (1 - |x_A - x_B|)^2, \quad (8)$$

где  $A, B$  — сравниваемые элементы;  $x_A, x_B$  — константы, соответствующие этим элементам, а также ввести функцию истинности нечетких высказываний  $I$  вида: « $x_j$  принадлежит  $A$ », где  $x_j$  — значение возбуждения узла М-автомата;  $A$  — элемент лингвистической переменной:

$$I = N\{S[N(x_j), A]\} = N\{1 - |N(x_j) - x_A|\}.$$

Для запроса оценки значений возбуждений и получения соответствующих ответов нужно ввести в функциональную клавиатуру клавишу **ЗНАЧЕНИЕ** и клавиши с названиями элементов лингвистической переменной. Для запроса о причинах полученной оценки значения возбуждения нет

необходимости вводить клавишу **ПРИЧИНА**, можно воспользоваться принципом умолчания.

В исследованной семантической сети М-автомата представлены знания, необходимые для адаптивного распределения ресурса. Возможно представление в виде аналогичных сетей более подробных сведений об объекте управления (энергосистеме) для анализа ситуации и выдачи диспетчеру совета.

**Выводы.** 1. Определены функции жесткого и адаптивного поведения информационных систем и их взаимодействия в ОИК АСДУ энергосистем.

2. Для автоматического целеполагания в системе адаптивного поведения целесообразно использовать модели семантических сетей (М-автоматы).

3. Моделирование М-автомата для адаптивного распределения ресурса ЦВМ информационной системы ОИК показало целесообразность построения на основе М-автоматов адаптивных супервизоров систем реального времени.

4. М-автоматы позволяют расширить функции диалога диспетчерского персонала с информационной системой путем использования в диалоге обобщенных оценок состояния энергосистемы и комплекса технических средств ОИК.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Автоматизированные системы управления в энергетике. — «Электричество», 1974, № 6, с. 1—6. Авт.: А. В. Авраменко, В. А. Богданов, О. П. Махарадзе и др.
2. Ввод, обработка и отображение телеинформации в ОИК АСДУ. — «Экспресс-информация. Средства управления в энергетике». М., Информэнерго, 1973, № 9, с. 22—24. Авт.: А. Л. Вулис, С. А. Гинзбург, Ю. Я. Любарский и др.
3. Пospelов Г. С., Пospelов Д. А. Искусственный интеллект — состояние и проблемы. — В кн.: Искусственный интеллект — итоги и перспективы, МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского, 1974.
4. Автоматы и разумное поведение. Киев, «Наукова думка», 1973, 373 с. Авт.: Н. М. Амосов и др.
5. Амосов Н. М., Касаткин А. М., Касаткина Л. М. Активные семантические сети в работах с автономным управлением. — «Труды IV Международной объединенной конференции по искусственному интеллекту». М., ВИНТИ, 1975, т. 9, с. 11—21.
6. Гинзбург С. А. Математическая непрерывная логика и изображение функций. М., «Энергия», 1968, 135 с.
7. Конорский Ю. Интегративная деятельность мозга. М., «Мир», 1970.
8. Заде Л. Основы нового подхода к анализу сложных систем и процессов принятия решений. — В кн.: Математика сегодня. М., «Знание», 1974, с. 5—48.
9. Любарский Ю. Я. Возможности диалога с «искусственным разумом» в автоматизированной системе диспетчерского управления энергообъединениями. Тезисы докладов IV Всесоюзного симпозиума по эффективности и надежности систем «человек — техника». Л., 1975, с. 130.
10. Поздняк Г. Е. О постановке задачи синтеза систем управления интегральных роботов. — «Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая (бионика)», 1975, вып. 8, с. 3—12.
11. Кузин Е. С. О языке представления модели проблемной среды. — «Вопросы радиоэлектроники. Серия общетехническая (бионика)», 1975, вып. 8, с. 13—18.

[7.4.1977]





# Эффект Герца — Квинке

ПОЛИВАНОВ К. М., ТАТАРИНОВА Н. В.

Эффект, наблюдавшийся Герцем в 1881 г. и более подробно описанный в 1896 г. Квинке [Л. 1 и 2], названный здесь их именами, в дальнейшем служил предметом ряда публикаций [Л. 3—13]; иногда он описывался как новый [Л. 3 и 6].

Эффект состоит в том, что постоянное электрическое поле заставляет вращаться вокруг оси, перпендикулярной направлению поля, диэлектрическое тело с параметрами  $\sigma_i$ ,  $\epsilon_i$ , находящееся в среде с другими параметрами  $\sigma_e$ ,  $\epsilon_e$  (рис. 1), если

$$\sigma_i \epsilon_e < \sigma_e \epsilon_i. \quad (1)$$

При этом легко достигаются скорости порядка нескольких тысяч оборотов в минуту.

Сналом и Секер в 1968 г. правильно объяснили эффект [Л. 7] действием кулоновых сил на поверхностные заряды цилиндра (рис. 1). В первом случае (рис. 1, а), когда  $\sigma_i \epsilon_e > \sigma_e \epsilon_i$ , неподвижный цилиндр находится в устойчивом равновесии; в случае рис. 2, б, когда  $\sigma_i \epsilon_e < \sigma_e \epsilon_i$ , равновесие неустойчиво. Действительно, отклонение цилиндра от начального положения приводит к смещению зарядов (рис. 1, в), и на цилиндр действуют силы, стремящиеся увеличить отклонение при условии (1); при противоположном соотношении параметров, т. е. в условиях рис. 1, а, возникающие силы Кулона стремятся уменьшить отклонение. На рис. 2 (в отличие от [Л. 8]) схематически представлены линии поля, выполняющие разные функции; все они пронумерованы. Линии 1 и 5 просто соединяют электроды и переносят заряды с положительного электрода на отрицательный; линия 2 подводит положительный заряд к вращающемуся телу; линии 3 и 4 снимают отрицательный заряд, избыточный для нового положения тела, эти же линии характеризуют силы, обуславливающие вращающий момент, так как, следуя представлениям Фарадея, линии стремятся сократиться по длине; линии 6 и 7 играют ту же роль, что 3 и 4, только с изме-

ненной полярностью; по линии 8 подводится к телу отрицательный заряд на место положительного, стертого линиями 6 и 7 (сбежавшего по этим линиям). Таким образом заряд перемещается навстречу направлению вращения. Распределение поверхностного заряда в условиях кинематического равновесия (рис. 2) обуславливает вращающий момент, поддерживающий начавшееся вращение тела. Перенос поверхностного заряда производится объемным током через внешнюю среду.

Мельчер и Тейлор описывают эффект в обстоятельном исследовании вопросов электрогидродинамики [Л. 9]; в нем говорится о разнообразных возможностях применения электрогидродинамических эффектов и о важности разработки общей теории. Близкие вопросы рассматривались и в ряде других публикаций, например [Л. 10 и 11]. Изыскания по применению эффекта без разработки его теории производились в Ленинграде [Л. 12]. Однако авторы признали конструируемый ими двигатель неперспективным из-за низкого к. п. д. Но надо отметить, что не всегда к. п. д. играет решающую роль, так, например, в случае применения подобного двигателя в гироскопе прежде всего выступают его достоинства: отсутствие контактных колец или коллектора, отсутствие каких бы то ни было магнитных частей и, следовательно, полная нечувствительность к внешнему магнитному полю. В многочисленных сообщениях сотрудников АН БССР рассказывается о проводимых ими исследованиях; в них говорится о возможности практического применения эффекта, в частности, в реологических измерениях [Л. 13—15]. Эффект может найти применение в условиях невесомости, когда нет возможности воздействовать гравитационными силами.

**Особенности поля** в рассматриваемой системе: асимметрия и возникновение вращающего момента, — определяются тем, что поле, подчиняющееся обычному уравнению Лапласа, должно удовлетворять обобщенному граничному условию [Л. 8]. При постоянном поле и установившемся режиме ( $\partial E / \partial t = 0$ ) на поверхности раздела двух несовершенных диэлектриков

$$\left( \sigma_i + u \epsilon_0 \epsilon_i \frac{\partial}{\partial x} \right) E_{in} = \left( \sigma_e + u \epsilon_0 \epsilon_e \frac{\partial}{\partial x} \right) E_{en}, \quad (2)$$

где  $x$  — координата наблюдателя, ориентированная по касательной к поверхности раздела; при этом скорость  $u = u_x$ .

После того, как поле найдено, вращающий момент легко определяется из операций с тензорами Максвелла (см. приложение 1). В случае цилиндра вращающий момент на единицу его длины выражается формулой:

$$L_{0,z} = 4\omega \epsilon_0 V \epsilon_0 \epsilon_e E_0^2 (\sigma_e \epsilon_i - \sigma_i \epsilon_e) : D, \quad (3)$$

где  $V = \pi b^2$  — объем цилиндра на единицу длины;

$$D = (\sigma_i + \sigma_e)^2 + \omega^2 \epsilon_0^2 (\epsilon_i + \epsilon_e)^2. \quad (4)$$

При условии (1) вращающий момент направлен в ту же сторону, что и вращение (знаки  $L_{0,z}$  и  $\omega$

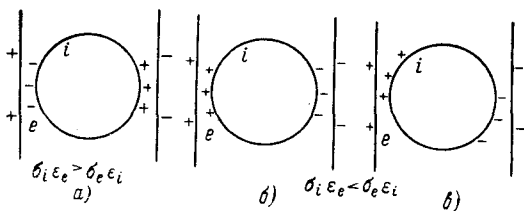


Рис. 1.

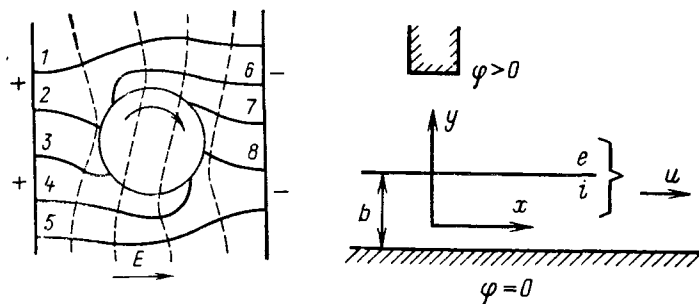


Рис. 2.

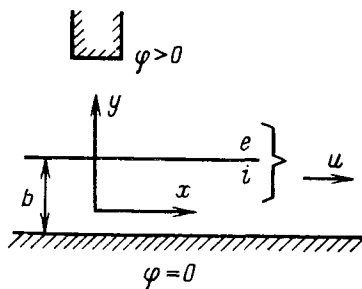


Рис. 3.

совпадают). Находясь в постоянном поле, цилиндр при его закручивании в ту или иную сторону должен продолжать вращение в ту же сторону, подталкиваемый моментом (3); скорость вращения увеличивается до тех пор, пока момент (3) не уравнивается возрастающим со скоростью моментом трения окружающей среды (жидкости или газа). Торможение может производиться посредством воздействия на «ведущий вал», продетый сквозь цилиндр.

Мощность, отдаваемая электродами  $P_a$ , в случае неподвижного цилиндра целиком расходуется на тепловое рассеяние, определяемое законом Джоуля—Ленца. При вращении цилиндра дополнительно отдается механическая мощность:

$$P_{\text{мех}} = L_{0,z} \omega. \quad (5)$$

При этом часть электромагнитной энергии превращается в механическую, а энергия рассеивания по закону Джоуля—Ленца уменьшается (см. приложение 2).

Электромагнитная энергия в форме потока вектора Пойнтинга достигает поверхности цилиндра и преобразуется в механическую (за исключением части рассеиваемой внутри цилиндра по закону Джоуля—Ленца); механическая энергия в форме потока вектора Умова частично передается «ведущему валу», пройдя внутрь цилиндра, частично направляется на периферию в окружающую среду, где рассеивается вследствие гидродинамического (или аэродинамического) трения<sup>1</sup>.

Рассматриваемый здесь эффект наблюдается также на сферах и других телах. Воздействие электрического поля на движущиеся тела может приводить не только к вращательному, но и к поступательному движению. Пусть, например, в двумерном неоднородном внешнем поле (рис. 3)

$$E_x(x, y) = -E_x(-x, y), \quad E_y(x, y) = E(-x, y) \quad (6)$$

расположена поверхность раздела двух сред при  $y=b$ . На поверхности появляются заряды, пропорциональные нормальной составляющей поля, поэтому в условиях покоя

$$\xi(x, b) = \xi(-x, b). \quad (7)$$

Находясь в поле, поверхностные заряды испытывают силы, которые при передаче телу в среднем взаимно уравниваются (при  $u=0$ ).

При горизонтальном движении ( $u=u_x \neq 0$ ) происходит перенос поверхностного заряда, постепенно диффундирующего; вступают в силу граничные условия (2) и равенство (7) нарушается. При условии (1)

$$F_x(x, b) - F_x(-x, b) = \xi(x, b) E_x(x, b) + \xi(-x, b) E_x(-x, b) > 0, \quad (8)$$

и электромеханические силы поддерживают начавшееся движение. При противоположном условии противоположно и неравенство (8). Вероятно, рассматриваемые силы могут проявляться в технологических процессах, подобных производству тонких

пластиковых лент. Они должны участвовать во многих природных явлениях благодаря вертикальным слагающим электрического поля и влиянию высоты на электрические параметры атмосферного воздуха; не исключено влияние на электрогидромеханические явления того факта, что проводимость воды в океане зависит от глубины.

**Обобщение эффекта Герца—Квинке и его возможное участие в атмосферных явлениях.** Один эффект, как правило, не принимаемый во внимание, вероятно, широко распространен в природе. Он заключается в том, что электромеханические силы, образующиеся под влиянием электрического поля в неоднородном несовершенном диэлектрике, зависят от скорости его движения. Описанный выше эффект Герца—Квинке можно рассматривать как частный случай этого более общего явления.

При наличии электрического поля в среде с проводимостью, зависящей от координат, образуется скопление электрического заряда. Действительно, если заменить в законе сохранения заряда

$$\operatorname{div} \mathbf{J} = \operatorname{div} \sigma \mathbf{E} = -\partial \rho / \partial t \quad (9)$$

вектор  $\mathbf{E}$  вектором  $\mathbf{D}$ , положив  $\sigma \mathbf{E} = \mathbf{D} / \lambda$  при  $\lambda = \epsilon \epsilon_0 / \sigma$ , и принять во внимание, что  $\operatorname{div} \mathbf{D} = \rho$ , то найдем после простых преобразований<sup>2</sup>, что

$$\rho = \epsilon \sigma \nabla \lambda - \lambda \partial \rho / \partial t. \quad (10)$$

В присутствии среды, движущейся со скоростью  $\mathbf{u}$ , в которой электрический заряд распределен с объемной плотностью  $\rho$ , появляется конвекционный ток:

$$\mathbf{J}_K = \mathbf{u} \rho.$$

Он также влияет на скорость нарастания плотности заряда в рассматриваемой «неподвижной» точке наблюдения; при этом

$$\partial \rho / \partial t = -\operatorname{div} \sigma \mathbf{E} - u_x \partial \rho / \partial x,$$

где  $u = u_x$ .

Применяя прежнее преобразование для  $\operatorname{div} \sigma \mathbf{E}$ , находим:

$$\rho = \epsilon \sigma \nabla \lambda - \lambda \left( \frac{\partial \rho}{\partial t} + u_x \frac{\partial \rho}{\partial x} \right).$$

Таким образом на плотность объемного заряда оказывает влияние скорость.

Пусть в статических условиях в среде с неоднородной проводимостью заряд имеет симметричное распределение при максимальной плотности посередине; такое распределение  $\rho'(x)$  для какой-либо фиксированной высоты  $y = \text{const}$  представлено

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \sigma \mathbf{E} &= \operatorname{div} (\mathbf{D} / \lambda) = \frac{1}{\lambda} \left( \operatorname{div} \mathbf{D} - \frac{\mathbf{D}}{\lambda} \operatorname{grad} \lambda \right) = \\ &= \frac{1}{\lambda} (\rho - \sigma \mathbf{E} \operatorname{grad} \lambda). \end{aligned}$$

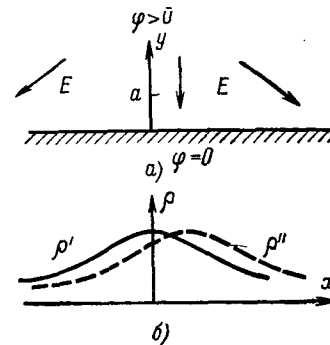


Рис. 4.

<sup>1</sup> Потери, обусловленные механическим трением, выражаются как дивергенция вектора Умова, тогда как потери, определяемые законом Джоуля—Ленца, выражаются как дивергенция вектора Пойнтинга.

на рис. 4. При этом интегральная сила, действующая на этот заряд, равна нулю, если

$$E_x(x) = -E_x(-x).$$

Под влиянием движения со скоростью  $u = u_x$  заряд перераспределяется: в области  $x > 0$  при  $\partial \rho / \partial x < 0$  плотность заряда возрастает, тогда как в области  $x < 0$ , где  $\partial \rho / \partial x > 0$ , плотность заряда убывает. Полагая, что внешнее поле удовлетворяет прежнему условию, находим, что интегральная сила, действующая на заряды, а значит и на всю среду, поддерживает начавшееся движение. Надо заметить, что сказанное выше справедливо при

$$E \nabla \lambda = E \nabla (\epsilon \epsilon_0 / \sigma) > 0.$$

Если изменить знак только  $E_y$ , то изменится знак плотности заряда и его производной, вследствие чего заключение о действии интегральной силы не изменится. Напротив изменение знака вертикальной слагающей градиента превращает движущую силу в тормозящую.

Большей частью, особенно в газовых средах, изменяется проводимость, а не проницаемость, которая для газов обычно остается близкой к единице.

Вероятно, в природе часто возникают условия для образования подобных электромеханических «двигателей». Хотя возникающие силы малы, они могут оказаться достаточными для образования вполне заметных потоков в атмосфере, а может быть и в океане; действительно, гравитационные силы, создающие мощные течения больших рек, имеют горизонтальную составляющую объемной силы порядка всего сотой доли длины.

Известна связь солнечной деятельности с земными атмосферными явлениями [Л. 17]. При этом оставались непонятными энергетические соотношения: колебания энергии солнечного излучения и потока заряженных частиц, попадающих в атмосферу, значительно меньше энергии вызываемых ими бурных метеорологических явлений. Возможное объяснение состоит в предположении, что солнечная деятельность подобна воздействию на «управляющую сетку» триода, тогда как атмосферные явления происходят в «анодной цепи» и обладают собственным земным источником энергии (естественно, что значительная часть этой энергии была ранее получена от солнца). Авторам этой статьи представляется возможным рассматривать описанный здесь эффект как происходящий именно по схеме: сетка — анодная цепь; роль анодного напряжения играет атмосферное электрическое поле, создаваемое, например, восходящими тепловыми потоками воздуха и другими причинами, а роль управляющей сетки — неоднородность проводимости, которая может быть обусловлена солнечным излучением. Разумеется, подтверждение такого предположения требует проведения количественных расчетов.

**Приложение 1.** В условиях квазистатики, когда  $\partial \varphi / \partial t = 0$ , для координат наблюдателя поверхностный заряд  $\xi$  должен оставаться постоянным на элементе поверхности раздела двух сред (на  $dx$  или на  $rda$ ). Изменение заряда может происходить вследствие различия нормальных слагающих тока ( $J_{en} - J_{in}$ ); кроме того, в условиях тангенциального движе-

ния границы заряд, приносимый к началу элемента поверхности, может отличаться от заряда, уносимого с другого конца. Происходящее при этом возрастание заряда

$$\frac{d\xi}{dt} = -\frac{\partial \xi}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\Pi 1-1)$$

должно уравниваться отводом заряда путем избытка одной из нормальных составляющих плотности тока. Выражая все величины через нормальные слагающие напряженности поля

$$\xi = \epsilon_0 (\epsilon_e E_{en} - \epsilon_i E_{in}); \quad (\Pi 1-2)$$

$$J_{en} - J_{in} = \sigma_e E_e - \sigma_i E_i, \quad (\Pi 1-3)$$

можно так представить условие временной неизменности в распределении поверхностных зарядов на границе двух сред (двух несовершенных диэлектриков):

$$\left( \sigma_e + u \epsilon_0 \epsilon_e \frac{\partial}{\partial x} \right) E_{en} = \left( \sigma_i + u \epsilon_0 \epsilon_i \frac{\partial}{\partial x} \right) E_{in}, \quad (\Pi 1-4)$$

где координата «неподвижного» наблюдателя  $x$  лежит в плоскости границы и  $u = u_x$ .

В цилиндрической системе координат, удобной при рассмотрении вращающегося цилиндра, граничное условие записывается так<sup>3</sup>:

$$\left( \sigma_e + \omega \epsilon_0 \epsilon_e \frac{\partial}{\partial \alpha} \right) E_{er} = \left( \sigma_i + \omega \epsilon_0 \epsilon_i \frac{\partial}{\partial \alpha} \right) E_{ir}. \quad (\Pi 1-5)$$

Основываясь на опыте простых расчетов [Л. 16, § 5-3], можно предположить пригодными для выражения потенциала следующие формулы:

$$\varphi_e = E_0 \left[ \left( A \frac{b^2}{r^2} - 1 \right) r \cos \alpha + B \frac{b^2}{r} \sin \alpha \right], \quad r \geq b; \quad \left. \begin{aligned} \varphi_i &= E_0 [(A-1) r \cos \alpha + B r \sin \alpha], \quad r \leq b; \\ \text{они удовлетворяют условию на оси } (\varphi=0 \text{ при } r=0 \text{ и в бесконечности}) \end{aligned} \right\} \quad (\Pi 1-6)$$

они удовлетворяют условию на оси ( $\varphi=0$  при  $r=0$  и в бесконечности)

$$E = E_0 = E_x \text{ при } r \rightarrow \infty; \quad (\Pi 1-7)$$

они удовлетворяют также условию равенства потенциалов  $\varphi_e = \varphi_i$  (или  $E_{ea} = E_{ia}$ ) на границе, т. е. при  $r = b$ . Выражения потенциала отличаются от применимых для статической изотропной системы только добавочным слагающим, обусловленным возможной асимметрией.

Граничное условие (Π1-5), справедливое при любых значениях угла, позволяет составить два уравнения и определить постоянные:

$$\left. \begin{aligned} A &= [\sigma_i^2 - \sigma_e^2 + (\epsilon_i^2 - \epsilon_e^2) \omega^2 \epsilon_0^2] : D; \\ B &= 2\omega \epsilon_0 (\sigma_i \epsilon_e - \sigma_e \epsilon_i) : D, \end{aligned} \right\} \quad (\Pi 1-8)$$

где

$$D = (\sigma_i + \sigma_e)^2 + \omega^2 \epsilon_0^2 (\epsilon_i + \epsilon_e)^2.$$

При этом

$$E_{er} = E_0 \left[ \left( A \frac{b^2}{r^2} + 1 \right) \cos \alpha + B \frac{b^2}{r^2} \sin \alpha \right]; \quad (\Pi 1-9)$$

$$E_{ea} = E_0 \left[ \left( A \frac{b^2}{r^2} - 1 \right) \sin \alpha - B \frac{b^2}{r^2} \cos \alpha \right], \quad (\Pi 1-10)$$

а также

$$E_{ir} = -E_0 [(A-1) \cos \alpha + B \sin \alpha]; \quad (\Pi 1-11)$$

$$E_{ia} = E_0 [(A-1) \sin \alpha - B \cos \alpha]. \quad (\Pi 1-12)$$

Зная напряженности поля, можно вычислить тензоры Максвелла:

$$P_{mn} = D_m E_n - \frac{1}{2} D E \delta_{mn}, \quad (\Pi 1-13)$$

<sup>3</sup> Определению граничных условий в движущихся телах было посвящено обширное исследование [Л. 18]; тот же вопрос, но для других условий, анализировался в [Л. 9]. Однако в названных работах не рассмотрено изложенное здесь граничное условие, соответствующее публикации авторов этой статьи [Л. 8].

а по ним вращающий момент, действующий на цилиндр

$$L_{0,z} = \oint r P_{\alpha r} r d\alpha = -2BV\epsilon_0\epsilon_e E_0^2, \quad (\text{П1-14})$$

где  $V = \pi b^2$  — объем цилиндра (на единицу его длины); найденное выражение не зависит от  $r = \text{const} \geq b$ .

Выражение  $L_{0,z}$  после подстановки значения  $B$  и небольших преобразований представлено в основном тексте формулой (3).

Спрашивается, где приложен этот момент, обусловлен ли он целиком действием поля на поверхностный заряд? Последний легко вычисляется:

$$\begin{aligned} L_{0,z}^i &= b \int_0^{2\pi} \xi E_{\alpha} b d\alpha = b^2 \int_0^{2\pi} (D_{er} - D_{ir}) E_{\alpha} d\alpha = \\ &= b^2 \int_0^{2\pi} D_{er} E_{\alpha} d\alpha - b^2 \int_0^{2\pi} D_{ir} E_{\alpha} d\alpha. \end{aligned} \quad (\text{П1-15})$$

Но все слагаемые под вторым интегралом периодичны, поэтому

$$L_{0,z}^i = b^2 \int_0^{2\pi} D_{ir} E_{\alpha} d\alpha = 0, \quad (\text{П1-16})$$

это значит, что

$$L_{0,z} = L_{0,z}^{\xi}, \quad (\text{П1-17})$$

т. е. весь вращающий момент обусловлен действием тангенциальной слагаемой напряженности электрического поля на свободный поверхностный заряд. Физически этот результат легко объяснить: внутри цилиндра векторы  $\mathbf{D}$  и  $\mathbf{E}$  параллельны и не могут служить причиной какого бы то ни было вращающего момента.

Внутренний момент  $L_{0,z}^i$  может отличаться от нуля, если диэлектрик обладает вязкостью, наличие которой можно предположить равенством

$$D_i = \epsilon_0 \epsilon_i \left( E_i - \tau_i \frac{dE_i}{dt} \right) = \epsilon_0 \epsilon_i E_i - T_i dE_i/dT. \quad (\text{П1-18})$$

В этом случае в отличие от (П1-2)

$$\xi = D_{ne} - D_{ni} = \epsilon_0 (E_{ne} \epsilon_e - E_{ni} \epsilon_i) - u T_i \partial E_{ni} / \partial x \quad (\text{П1-19})$$

и граничное условие вместо (П1-5) принимает вид:

$$\begin{aligned} \left( \sigma_e + \omega \epsilon_0 \epsilon_e \frac{\partial}{\partial \alpha} \right) E_{er} = \\ = \left( \sigma_i + \omega \epsilon_0 \epsilon_i \frac{\partial}{\partial \alpha} - \omega^2 T_i \frac{\partial^2}{\partial \alpha^2} \right) E_{ir}. \end{aligned} \quad (\text{П1-20})$$

Но в нашем случае

$$\partial^2 E_{ir} / \partial \alpha^2 = -E_{ir}, \quad (\text{П1-21})$$

а при этом измененное граничное условие (П1-20) отличается от ранее сформулированного (П1-5) только изменением параметра  $\sigma_i$  на

$$\bar{\sigma}_i = \sigma_i + \omega^2 T_i.$$

Следовательно, остаются в силе найденные значения для напряженности поля при том, что в них постоянные  $A$  и  $B$  заменяются на  $\bar{A}$  и  $\bar{B}$ , отличающиеся от прежних только заменой  $\sigma_i$  на  $\bar{\sigma}_i$ . Однако в новых условиях векторы  $\mathbf{D}_i$  и  $\mathbf{E}_i$  могут оказаться не параллельными; при этом к моменту, действующему на поверхностный заряд (П1-15), добавляется момент, действующий на внутренний цилиндр (П1-16), который в новых условиях может и не равняться нулю. В этом случае

$$L_{0,z} = L_{0,z}^{\xi} + L_{0,z}^i. \quad (\text{П1-22})$$

\* При вычислении принято, что при  $r > b$  элементарная слагающая касательной силы

$$dF_{\alpha} = P_{r\alpha} r d\alpha = \epsilon_0 \epsilon_e E_{er} E_{\alpha} r d\alpha,$$

при том, что элемент  $r d\alpha$  имеет нормаль  $\mathbf{e}_r$ ; соответствующий этому элементу момент находится умножением силы на радиус. При вычислении интеграла прежде всего принято во внимание, что периодические функции при интегрировании по целому периоду дают нуль.

После подстановки надлежащих значений и интегрирования оказывается, что

$$L_{0,z}^i = E_0^2 \omega^2 T_i \pi r^2 (K^2 - C^2), \quad (\text{П1-23})$$

где  $K^2$  и  $C^2$  заведомо положительные величины, представляемые алгебраическими функциями всех электрических параметров цилиндра и окружающей среды, а также квадрата круговой частоты.

Последнее выражение показывает, что внутри цилиндра могут существовать силы, стремящиеся поддержать вращение (знаки первой слагающей и  $\omega$  совпадают), но существует и торможение (знаки второй слагающей и  $\omega$  различны); тормозящая слагающая при диэлектрической вязкости обязательно должна существовать из-за диэлектрических потерь. Внутренний момент пропорционален объему вещества, заключенного внутри рассматриваемого цилиндра ( $\pi r^2$ ).

Найденные здесь результаты соответствуют неограниченно протяженному внешнему полю ( $E = E_0$ ). При внешнем поле, возбуждаемом конечными электродами, результаты выражались бы иначе и зависели бы от формы электродов и от заданного распределения по ним потенциала. Это отличие существует и в том случае, когда поле внешних электродов в области расположения цилиндра имеет такое же значение ( $E = E_0$ ).

• Приложение 2. Представляя вектор потока электромагнитной энергии в форме модифицированного вектора Пойнтинга [Л. 16, формула (7-46)], предложенной Слешинском:

$$\Pi_i = J\varphi = \sigma E\varphi, \quad (\text{П2-1})$$

найдем, что внутрь цилиндра радиуса  $r$  входит мощность

$$P = - \oint \sigma E \varphi dS = - \int_0^{2\pi} \sigma E_r \varphi r d\alpha. \quad (\text{П2-2})$$

Входящая мощность в условиях статики ( $\omega = 0$ ,  $E^*$ ,  $\varphi^*$ ) меньше, чем при вращении цилиндра ( $\omega \neq 0$ ,  $E_r$ ,  $\varphi$ ) на

$$\Delta P = - \sigma_e \int_0^{2\pi} (E_r \varphi - E_r^* \varphi^*) r d\alpha. \quad (\text{П2-3})$$

Подставляя ранее найденные значения  $E_r$  и  $\varphi$ , а также замечая, что все периодические функции с периодом  $\alpha$  и  $2\alpha$  обращаются при интегрировании в нуль, находим, что

$$\Delta P = \sigma_e E_0^2 \pi b^2 [B^2 - (A^2 - A^{*2})] \frac{b^2}{r^2}, \quad (\text{П2-4})$$

где  $A$  и  $B$  — ранее найденные константы,  $A^*$  — та же константа при  $\omega = 0$ .

Распространяя интеграл на очень большую область, где  $b^2/r^2 \approx 0$  и за пределами которой влияние инородного включения уже не сказывается, найдем, что

$$\Delta P_0 = 0. \quad (\text{П2-5})$$

Однако, при вращении происходит дополнительное расходование энергии

$$P_{\text{мех}} = L_{0,z} \omega. \quad (\text{П2-6})$$

При положительном значении последней величины уменьшаются джоулевы потери.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Hertz H. — «Ann. Phys.», 1881, vol. 13, p. 266.
2. Quincke G. — «Ann. Phys.», 1896, vol. 59, p. 417.
3. Richardson S. W. — «Nature», 1927, vol. 119, p. 238.
4. Pickard W. F. — «Nuovo Cimento», 1961, vol. 21, p. 316.
5. Sumoto Y. — «J. Phys. Soc. Japan», 1955, vol. 10, p. 494.
6. Ataka H., Nomura S. — «Denkigakkashi», 1959, vol. 79, p. 277.
7. Secker P. E., Scialom I. N. — «J. Appl. Phys. (Brit.)», 1968, vol. 39, № 6, p. 2957.
8. Поливанов К. М., Татаринова Н. В. Вращение диэлектрического цилиндра силами постоянного поля. — «Труды МЭИ», 1972, вып. 102.
9. Мельчер Дж., Тейлор Дж. Электродинамика, обзор роли межфазных касательных напряжений. Механика (периодический сборник переводов иностранных статей). М., «Мир», 1971, № 5, с. 66—99.
10. Копылов Г. Н. Ламинарное течение заряженной жидкости в плоской трубе под действием внешнего электростатического поля. — «ЖТФ», 1963, № 11, т. 23, с. 1290—1300.

11. Нагорный В. С. Влияние электрического поля на поток диэлектрической жидкости в трубопроводах. — «Магнитная гидродинамика», 1968, № 3, с. 73.

12. Сборник «Физика диэлектриков» (Труды Всесоюзной конференции, ноябрь, 1958). М., 1960. Авт.: Ю. С. Карпов, В. А. Красноперов, Ю. Т. Окунев, В. В. Пасынков.

13. Духин С. С., Дейнега Ю. Ф., Симонова Т. С. О механике вращения диэлектрических тел в электрореологических средах. — «Тепло- и массоперенос», Минск, 1972, т. 3.

14. Шульман З. П., Носов В. М. Влияние влажности дисперсной фазы на спонтанное вращение диэлектрика и электрореологический эффект. — «Вестн. АН БССР», 1974, № 3.

15. Носов В. М. Влияние свойств материала диэлектрика на скорость его вращения в электрореологической суспензии в электрическом поле. — В кн.: Теоретическая и прикладная механика. Минск, «Вышэйш. школа», 1975, с. 20—24.

16. Поливанов К. М. Теория электромагнитного поля (Теоретические основы электротехники. Т. 3). М., «Энергия», 1975.

17. Коновалов Б. К. тайнам солнца. — «Известия», 1976, 23 июня.

18. Костен, Адамсон. Трехмерный вывод электродинамических граничных условий и законов сохранения энергии и импульса на движущейся поверхности разрыва. — «ТИИЭР», 1965, № 9, т. 53, с. 1341—1358.

[18.3.1977]

УДК [621.314.4:621.33]:621.311.076.12.026.5

## Эффективность продольной емкостной компенсации в отсасывающем проводе тяговой подстанции переменного тока

Доктор техн. наук МАМОШИН Р. Р.

Москва

Целесообразность применения устройств продольной емкостной компенсации (ПЕК) на стороне 27,5 кВ тяговых подстанций дорог, электрифицированных по системе переменного тока, не вызывает никаких сомнений [Л. 1]. К настоящему времени предложено несколько вариантов ПЕК, один из которых связан с включением ПЕК в рассечку отсасывающего провода тяговой подстанции [Л. 2]. Для того, чтобы лучше использовать ту или другую схему ПЕК, необходимо знать достоинства и недостатки каждой схемы и правильно выбирать ее параметры. Выясним возможности ПЕК в отсасывающем проводе.

Пусть тяговая нагрузка включена на фазы А и С. Как известно [Л. 3], система напряжений за ПЕК имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}'_a &= \dot{U}_{a0} - j\frac{1}{3}(\dot{I}_a - a^2\dot{I}_n)X_{\Sigma 1} - \\ &- j\frac{1}{3}(\dot{I}_a - a\dot{I}_n)X_{\Sigma 2} + j(\dot{I}_a + \dot{I}_n)X_c; \\ \dot{U}'_b &= a^2\dot{U}_{a0} - j\frac{a^2}{3}(\dot{I}_a - a^2\dot{I}_n)X_{\Sigma 1} - \\ &- j\frac{a}{3}(\dot{I}_a - a\dot{I}_n)X_{\Sigma 2}; \\ \dot{U}'_c &= a\dot{U}_{a0} - j\frac{a}{3}(\dot{I}_a - a^2\dot{I}_n)X_{\Sigma 1} - \\ &- j\frac{a^2}{3}(\dot{I}_a - a\dot{I}_n)X_{\Sigma 2} - j(\dot{I}_a + \dot{I}_n)X_c, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\dot{U}_{a0}$  — напряжение фазы а источника питания;  $\dot{I}_a, \dot{I}_n$  — векторы токов левого и правого плеч питания тяговой подстанции;  $X_{\Sigma 1}, X_{\Sigma 2}$  — результирующие сопротивления прямой и обратной последовательностей сети электроснабжения тяговой подстанции до шин 27,5 кВ;  $X_c$  — емкостное сопротивление ПЕК.

Составляющие прямой и обратной последовательностей напряжений за ПЕК:

$$\dot{U}'_{a1} = \dot{U}_{a0} - j\frac{X_{\Sigma 1}}{3}(\dot{I}_a - a^2\dot{I}_n) + \frac{a}{3\sqrt{3}}X_c(\dot{I}_a + \dot{I}_n); \quad (2)$$

$$\dot{U}'_{a2} = j\frac{1}{3}\{[aX_{\Sigma 2} + (1-a)X_c]\dot{I}_n - [X_{\Sigma 2} - (1-a)X_c]\dot{I}_a\}. \quad (3)$$

Принимая  $\varphi_a = \varphi_n = \varphi$ ,  $\frac{I_n}{I_a} = n$ , получаем выражение для модуля напряжения обратной последовательности (НОП) на стороне 27,5 кВ:

$$U'_{a2} = \frac{I_n}{3} \sqrt{(n^2 - n + 1)X_{\Sigma 2}^2 + 3(n^2 + n + 1)X_c^2 - 3X_{\Sigma 2}X_c(n^2 + 1)}. \quad (4)$$

Минимуму выражения (4) соответствует значение

$$X_c = \frac{X_{\Sigma 2}(n^2 + 1)}{2(n^2 + n + 1)}. \quad (5)$$

Используя метод получения моментов системы [Л. 4], получаем

$$X_c = \frac{X_{\Sigma 2}}{3} \left[ \frac{m_n^2 + 1}{m_n^2 + m_n + 1} + \frac{3m_n - m_n^2 + 1}{(m_n^2 + m_n + 1)^2} \sigma_n^2 \right], \quad (6)$$

где  $m_n$  и  $\sigma_n$  — математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение  $n$ . При неизменном  $n=1$  минимуму  $U'_{a2}$  соответствует

$$X_c = \frac{X_{\Sigma 2}}{3}. \quad (7)$$

Именно такое значение  $X_c$  для данной схемы ПЕК обычно рекомендуется в качестве оптимального. Принимая  $X_c = mX_{\Sigma 2}$ , получаем следующее выражение для НОП за ПЕК:

$$U'_{a2} = \sqrt{(1+n^2)(1+3m^2-3m)+n(3m^2-1)} \frac{I_n X_{\Sigma 2}}{3}. \quad (8)$$

Отношение НОП за ПЕК к НОП без ПЕК для подстанции I (рис. 1), выраженное в процентах имеет вид:

$$\Delta U'_{a21} = 100 \sqrt{(1+3m^2-3m) + \frac{3n(2m^2-m)}{n^2-n+1}}. \quad (9)$$

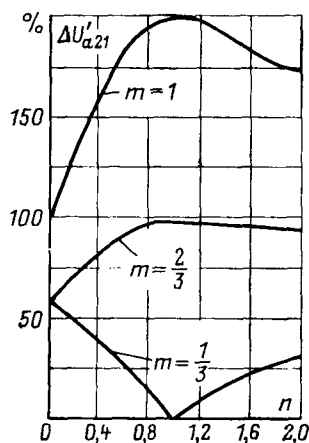


Рис. 1. Схема продольного электроснабжения шести тяговых подстанций, собранная по схеме «винта».

На рис. 2 приведены построенные по формуле (9) зависимости  $\Delta U'_{a21} = f(n)$  при  $m=1/3 \div 1$ , из которых видно, что увеличение степени компенсации индуктивного сопротивления питающей сети с помощью емкостного сопротивления ПЕК при данной схеме нерационально, так как схема ли-

шается основного своего преимущества — симметрирующего эффекта.

Рассмотрим целесообразную степень компенсации полного  $X_{\Sigma 2}$ , предвключенного по отношению к ПЕК, степень воздействия ПЕК на режим напряжений прямой последовательности (НПП), на энергетические характеристики электровозов при питании тяговых подстанций от общих линий продольного электроснабжения. Для схемы присоединения одиночной подстанции непосредственно к питающему центру токи обратной последовательности (ТОП) данной подстанции протекают по всей сети от шин тяговой подстанции до источника питания и под  $X_{\Sigma 2}$  в формуле (7) следует понимать  $X_{\Sigma 2}$  всей схемы.

Положение существенным образом меняется, если внешнее электроснабжение данной подстанции осуществляется по типовой схеме от линий 110—220 кВ продольного электроснабжения, общих для нескольких тяговых подстанций, присоединение которых к этим линиям осуществляется по типовой схеме симметрирования. На рис. 1 показана схема питания от общих линий продольного электроснабжения шести тяговых подстанций, собранных по симметрирующей схеме полного «винта». Для облегчения анализа схемы предполагаем, что мощности системы на шинах 0 и 0' районных подстанций бесконечны, нагрузки всех подстанций по плечам питания одинаковы по модулю и аргументам относительно напряжений плеч питания и все подстанции опорные, т. е. присоединены к обоим параллельным питающим линиям. При принятых допущениях можно автономно рассматривать любой из питающих центров с примыкающими к нему тремя тяговыми подстанциями.

На участке 0—1 линии сумма ТОП равна нулю и если ПЕК установлена на подстанции 1, то для нее справедливо

$$\dot{U}'_{a21} = -jI_{a21}X_{2T1}, \quad (10)$$

где последняя цифра в индексах обозначает номер подстанции;  $X_{2T}$  — реактивное сопротивление обратной последовательности трансформатора подстанции 1.

Для этой подстанции сопротивление ПЕК:

$$X_{C1} = \frac{1}{3} X_{2T1}, \quad (11)$$

либо включение в расчет  $X_{C1}$  сопротивления участка линии  $X_{2(0-1)}$  привело бы не к снижению, а к увеличению НОП на шинах 27,5 кВ подстанции (рис. 2).

На участке линии 1—2 сумма ТОП:

$$I_{a2(1-2)} = I_{a22} + I_{a23}, \quad (12)$$

где  $I_{a22}$ ,  $I_{a23}$  — ТОП подстанций 2 и 3 соответственно.

При принятых выше условиях:

$$I_{a22} = aI_{a21}; \quad (13)$$

$$I_{a23} = a^2I_{a21}. \quad (14)$$

Напряжение обратной последовательности на шинах 27,5 кВ подстанции 2 до ПЕК:

$$\dot{U}_{a22} = -jI_{a2(1-2)}X_{2(1-2)} - jI_{a22}X_{2T2}. \quad (15)$$

Учитывая (12), (13) и (14), получаем:

$$\dot{U}_{a22} = -j(I_{a22} + aI_{a22})X_{2(1-2)} - jI_{a22}X_{2T2} \quad (16)$$

или

$$\dot{U}_{a22} = -jI_{a22}[X_{2T2} - a^2X_{2(1-2)}], \quad (17)$$

а за емкостным сопротивлением ПЕК

$$\dot{U}'_{a22} = -jI_{a22}[X_{2T2} - a^2X_{2(1-2)}] + \frac{X_{C2}}{\sqrt{3}}a(I_{a1} + I_{a2}). \quad (18)$$

Взаимодействие ТОП на участке линии 1—2 приводит к тому, что расчетное сопротивление обратной последовательности для подстанции 2 становится комплексным. Векторная диаграмма ТОП и НОП для этой подстанции изображена на рис. 3.

Модуль НОП за ПЕК подстанции 2 определяется из выражения

$$U'_{a22} = \frac{I_n}{\sqrt{3}} \sqrt{[X_{2T2}^2 + X_{2(1-2)}^2 + X_{2T2}X_{2(1-2)}] \times \left[ \frac{X_{C2}^2}{3} (n^2 - n + 1) + 3X_{C2}^2(n^2 + n + 1) - 3X_{2T2}X_{C2}(n^2 + 1) - 3X_{2(1-2)}X_{C2} \right]}. \quad (19)$$

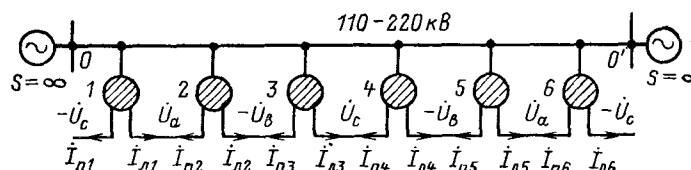


Рис. 2. Напряжение обратной последовательности за ПЕК на шинах подстанции 1.

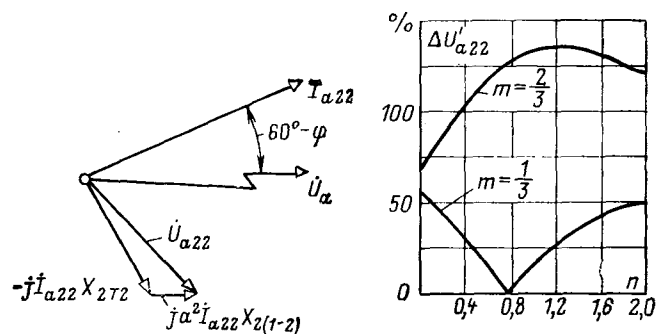


Рис. 3. Ток и напряжение обратной последовательности за ПЕК подстанции 2.

Минимизируя (19) по  $X_C$ , получаем

$$X_{C2} = \frac{X_{2T2}(n^2 + 1) + X_{2(1-2)}}{2(n^2 + n + 1)}, \quad (20)$$

откуда при  $n=1$  получаем оптимальное значение

$$X_{C2} = \frac{1}{3} \left[ X_{2T2} + \frac{1}{2} X_{2(1-2)} \right]. \quad (21)$$

Введем  $X_{C2} = m \left[ X_{2T2} + \frac{1}{2} X_{2(1-2)} \right]$  и, подставляя его в (20), найдем отношение НОП с ПЕК к НОП без ПЕК для подстанции 2, выраженное в процентах:

$$\Delta U'_{a22} = 100 \sqrt{1 + \frac{\left[ X_{2T2} + \frac{1}{2} X_{2(1-2)} \right]^2 (n^2 + n + 1) 3m^2 - 3m \left[ X_{2T2} + \frac{1}{3} X_{2(1-2)} \right] [X_{2T2}(n^2 + 1) + X_{2(1-2)}]}{\left[ X_{2T2}^2 + X_{2(1-2)}^2 + X_{2T2} X_{2(1-2)} \right] \times \times (n^2 - n + 1)}}. \quad (22)$$

На рис. 3 представлены зависимости  $\Delta U'_{a22} = f(n)$  для  $m=1/3$  и  $2/3$  при  $X_{2(1-2)} = \frac{1}{5} X_{2T2}$ , из которых видно, что оптимальное значение  $X_{C2}$  снижает НОП на шинах подстанции 2 до нуля при одном значении  $n=0,77$ .

С ростом  $m$  НОП резко увеличивается. Напряжение обратной последовательности на шинах 27,5 кВ подстанции 2 до ПЕК:

$$\dot{U}_{a23} = -j\dot{I}_{a2(1-2)}X_{2(1-2)} - j\dot{I}_{a23}[X_{2(2-3)} + X_{2T3}] \quad (23)$$

или

$$\dot{U}_{a23} = -j(\dot{I}_{a23} + a^2\dot{I}_{a23})X_{2(1-2)} - j\dot{I}_{a23}[X_{2(2-3)} + X_{2T3}], \quad (24)$$

а НОП за емкостным сопротивлением ПЕК этой подстанции:

$$\dot{U}'_{a23} = -j\dot{I}_{a23}[X_{2(2-3)} + X_{2T3} - aX_{2(1-2)}] - \frac{1}{\sqrt{3}}(\dot{I}_L + \dot{I}_N)X_{C3}. \quad (25)$$

Векторная диаграмма ТОП и НОП для этой подстанции изображена на рис. 4.

Модуль НОП за ПЕК подстанции 3:

$$U'_{a23} = \frac{I_N}{3} \sqrt{\frac{[X_{2(1-2)}^2 + X_{2(2-3)}^2 + X_{2T3}^2 + X_{2(1-2)}X_{2(2-3)} + X_{2(1-2)}X_{2T3} + 2X_{2(2-3)}X_{2T3}] \times \times (n^2 - n + 1) + 3X_{C3}^2(n^2 + n + 1) - 3n^2X_{2(1-2)}X_{C3} - - 3X_{C3}[X_{2(2-3)} + X_{2T3}](n^2 + 1)}{(n^2 + n + 1)}}. \quad (26)$$

Минимизируя (26) по  $X_{C3}$ , получаем:

$$X_{C3} = \frac{X_{2(1-2)} + [X_{2(2-3)} + X_{2T3}](n^2 + 1)}{2(n^2 + n + 1)},$$

откуда при  $n=1$  определяем оптимальное значение:

$$X_{C3} = \frac{1}{3} [0,5X_{2(1-2)} + X_{2(2-3)} + X_{2T3}]. \quad (27)$$

Введем  $X_{C3} = m [0,5X_{2(1-2)} + X_{2(2-3)} + X_{2T3}]$  и, подставляя его в (26), найдем отношение НОП с ПЕК к НОП без ПЕК для подстанции 3 также, как это было выполнено для подстанции 2:

$$\Delta U'_{a23} = \sqrt{1 + \frac{3m^2 [0,5X_{2(1-2)} + X_{2(2-3)} + X_{2T3}]^2 \times \times (n^2 + n + 1) - 3m [0,5X_{2(1-2)} + X_{2(2-3)} + X_{2T3}] \{n^2X_{2(1-2)} + X_{2(1-2)}X_{2(2-3)} + X_{2(1-2)}X_{2T3} + 2X_{2(2-3)}X_{2T3}\} \times \times [X_{2(2-3)} + X_{2T3}](n^2 + 1)}{\times (n^2 - n + 1)}}. \quad (28)$$

На рис. 4 представлены зависимости  $\Delta U'_{a23} = f(n)$  для  $m=1/3$  и  $2/3$  при  $X_{2(1-2)} = X_{2(2-3)} = \frac{1}{5} X_{2T3}$ , из которых видно, что оптимальное значение  $X_{C2}$  не снижает НОП до нуля при  $n=1$  и эта точка перемещается к  $n=1,2$ . При увеличении  $m$  НОП резко возрастает.

Таким образом на всех подстанциях целесообразно устанавливать ПЕК с параметрами, определяемыми выражениями (11), (21) и (27), обеспечивающими максимальное симметрирование напряжений на шинах 27,5 кВ подстанций.

Наличие схемы симметрирования приводит к тому, что НОП на шинах 27,5 кВ подстанций определяется практически реактантами рассеяния тяговых трансформаторов каждой из подстанций. В значительной мере неблагоприятных условиях оказываются подстанции по режиму НПП, так как падения НПП на общих участках сети внешнего электроснабжения практически суммируются и схема «винта» на них не влияет.

Полное падение НПП до ПЕК подстанции 1:

$$\Delta \dot{U}_{a11} = -j3\dot{I}_{a1}X_{1(0-1)} - j\dot{I}_{a1}X_{1T1}, \quad (29)$$

после ПЕК

$$\Delta \dot{U}'_{a11} = -j3\dot{I}_{a1}X_{1(0-1)} - j\dot{I}_{a1}X_{1T1} + j\left(\frac{1}{6} + j\frac{1}{6\sqrt{3}}\right)(\dot{I}_L + \dot{I}_N)X_{1T1}. \quad (30)$$

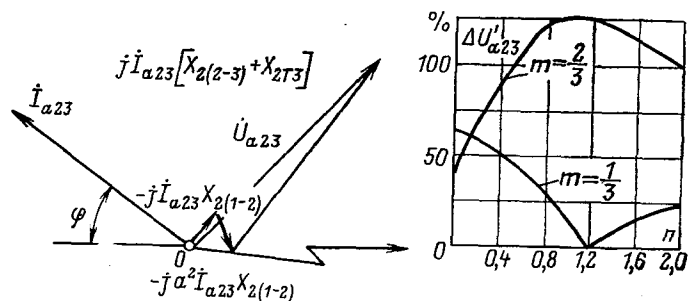


Рис. 4. Ток и напряжение обратной последовательности за ПЕК подстанции 3.

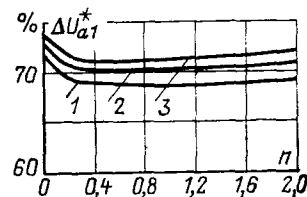


Рис. 5. Степень компенсации потерь НПП на участке до шин 27,5 кВ с помощью ПЕК в отсасывающих проводах подстанций 1, 2, 3.

Принимая, как и выше,  $X_{1(0-5)} = \frac{1}{5} X_{1т1}$ , получаем:

$$\Delta U'_{a11} = -jI_n X_{1т1} [n(0,267 + j0,27) + 0,1 + j0,365], \quad (31)$$

откуда

$$\Delta U'_{a11} = I_n X_{1т1} \sqrt{0,146n^2 + 0,251n + 0,143}. \quad (32)$$

Отношение падения НПП с ПЕК к падению напряжения без ПЕК на подстанции 1 в процентах:

$$\Delta U^*_{a11} = \frac{\Delta U'_{a11}}{\Delta U_{a11}} 100 = \frac{100}{n+1} \sqrt{0,505n^2 + 0,97n + 0,505}. \quad (33)$$

Падение НПП до ПЕК подстанции 2:

$$\Delta U'_{a12} = -j3I_{a1} X_{1(0-1)} - j2I_{a1} X_{1(1-2)} - jI_{a1} X_{1т2}; \quad (34)$$

после ПЕК:

$$\Delta U'_{a12} = -j3I_{a1} X_{1(0-1)} - j2I_{a1} X_{1(1-2)} - jI_{a1} X_{1т2} + j \frac{1}{3\sqrt{3}} (I_n + I_p) [X_{1т2} + 0,5X_{1(1-2)}] \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - j \frac{1}{2} \right). \quad (35)$$

Принимая те же допущения, что и выше, получаем:

$$\Delta U'_{a12} = -jI_n X_{1т2} [0,483(n+1) - j0,106(n-1)]. \quad (36)$$

Отношение падения НПП с ПЕК к падению напряжения без ПЕК на подстанции 2 в процентах:

$$\Delta U^*_{a12} = \frac{100}{n+1} \sqrt{0,550n^2 + 0,977n + 0,550}. \quad (37)$$

Падение НПП до ПЕК подстанции 3:

$$\Delta U'_{a13} = -j3I_{a1} X_{1(0-1)} - j2I_{a1} X_{1(1-2)} - jI_{a1} [X_{1(2-3)} + X_{1т3}], \quad (38)$$

после ПЕК

$$\Delta U'_{a13} = -jI_{a1} [3X_{1(0-1)} + 2X_{1(1-2)} + X_{1(2-3)} + X_{1т3}] + \frac{1}{3\sqrt{3}} (I_n + I_p) [0,5X_{1(1-2)} + X_{1(2-3)} + X_{1т3}]. \quad (39)$$

Введя принятые допущения, получаем:

$$\Delta U'_{a13} = I_n X_{1т3} \sqrt{0,283n^2 + 0,426n + 0,283} \quad (40)$$

и

$$\Delta U^*_{a13} = \frac{100}{n+1} \sqrt{0,550n^2 + 0,959n + 0,550}. \quad (41)$$

По формулам (33), (37) и (41) на рис. 5 построены зависимости  $\Delta U^*_{a1} = f(n)$  для подстанций 1, 2 и 3 соответственно, из которых видно, что данная схема ПЕК обеспечивает компенсацию только 28—31% падений НПП в питающей сети.

Оценим удельный вес индуктивного сопротивления цепи до ПЕК в полном индуктивном сопротивлении сети электроснабжения до выводов главного трансформатора преобразовательного электроваза при работе его на 33-й позиции и питания его от наиболее удаленной подстанции 3. Предполагая подвеску ПБСМ-95+МФ-100, рельсы Р65, удален-

ность от подстанции — 12 км, тяговый трансформатор 25 МВ·А,  $l_{0-1} = l_{1-2} = l_{2-3} = 50$  км, получаем  $X_{п} = 22,89$  Ом. Индуктивное сопротивление первичной сети, предвключенной по отношению к ПЕК, составляет всего 38,4% полного сопротивления первичной сети. Неглубокая компенсация падений напряжения на этом незначительном участке цепи не может существенно отражаться на характеристиках электровазов. Перейдем к оценке влияния ПЕК в этом исполнении на электровазы.

В соответствии с (27)  $X_{с3} = 2,35$  Ом. Для упрощения расчетов предполагаем нагрузку плеч подстанции 3, сосредоточенной на одном электровазе, удаленном на 12 км от шин подстанции 3, и определяем необходимые для расчета характеристик вспомогательные параметры по приведенным в [Л. 3] формулам:

$$I'_b = \frac{I'_b X_{п}}{U_0}; \quad K = \frac{X_{п}}{X_b}; \quad q = \frac{X_{с3}}{X_b}; \quad I'_b = \frac{I_b}{K_{т.э}},$$

где  $I'_b$  — выпрямленный ток электроваза, приведенный к напряжению 27,5 кВ;  $X_{п}$  — полное анодное индуктивное сопротивление электроваза;  $K_{т.э}$  — коэффициент трансформации главного трансформатора электроваза на 33-й позиции;  $U_0$  — напряжение источника питания;  $X_b$  — результирующее индуктивное сопротивление цепи выпрямленного тока на частоте 50 Гц.

В таблице приведены энергетические показатели преобразовательного электроваза  $E^*_д$ ,  $\chi$  и  $\Delta E^*_д$ , полученные для  $I_b/I_q = 0,5—1,0$ . Здесь и в таблице:

$\frac{I_b}{I_q}$	Энергетические показатели преобразовательного электроваза				
	$E^*_д$		$\Delta E^*_д, \%$	$\chi$	
	без ПЕК	с ПЕК		с ПЕК	без ПЕК
0,5	0,722	0,727	0,69	0,831	0,826
0,6	0,680	0,686	0,88	0,824	0,818
0,7	0,648	0,655	1,08	0,817	0,809
0,8	0,634	0,642	1,26	0,799	0,790
0,9	0,614	0,622	1,3	0,786	0,776
1,0	0,612	0,621	1,47	0,767	0,756

$E^*_д = \frac{E_d}{U_0}$  — относительное значение э. д. с., электроваза, определяющее его мощность;  $I_b$  — часовой выпрямленный ток электроваза;  $\chi$  — коэффициент мощности электроваза;  $\Delta E^*_д$  — относительное значение приращения э. д. с. электроваза при наличии ПЕК.

Как видно из таблицы, наличие ПЕК в отсасывающем проводе слабо воздействует на э. д. с. (а, следовательно, на скорость движения) электроваза и его коэффициент мощности.

**Выводы.** 1. При включении ПЕК в отсасывающий провод ее сопротивление целесообразно выбирать, исходя из минимума НОП на шинах 27,5 кВ и обязательно с учетом схемы внешнего электроснабжения подстанций и схемы симметрирования по формулам, предложенным в настоящей статье. Увеличение сопротивления ПЕК выше оптимального значения нерационально, так как приводит к резкому увеличению НОП на шинах 27,5 кВ.



2. Продольная емкостная компенсация с оптимальными по НОП параметрами позволяет решить задачу симметрирования напряжений на шинах 27,5 кВ, что благотворно влияет на качество электроэнергии, но не решает задачи компенсации основной составляющей падения напряжения в питающей сети — падения НПП.

3. Рассмотренная схема ПЕК незначительно влияет на показатели качества электроэнергии преобразовательных электровозов — основной нагрузки тяговых подстанций — и ее применение на тяговых подстанциях целесообразно практически только для симметрирования напряжений. Для более

эффективного повышения качества электроэнергии в тяговой сети требуются другие схемы источников реактивной мощности.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихменев Б. Н. Электровозы со статическими преобразователями. М., Трансжелдориздат, 1958. 267 с.
2. Шелом И. А. Продольная емкостная компенсация в отсасывающем проводе тяговой подстанции. М., ЦНИИТЭИ МПС, 1969, вып. 45, с. 22—34.
3. Мамошин Р. Р. Повышение качества энергии на тяговых подстанциях дорог переменного тока. М., «Транспорт», 1973. 224 с.
4. Хан Г., Шапиро С. Статистические модели в инженерных задачах. М., «Мир», 1969. 395 с.

[1.10.1976]

УДК 621.332.3:621.3.018.782.3.012.8

## Схема замещения тяговой сети переменного тока в переходном режиме

АСАНОВ Т. К., КАРАЕВ Р. И.

Москва

Исследование электромагнитных процессов в тяговых сетях осложняется явлением поверхностного эффекта, наблюдаемым в рельсах и земле при протекании переменного тока [Л. 1—3]. Следует создать схему замещения тяговой сети, которую можно было бы использовать в расчетах рабочих режимов и переходных процессов, возникающих в тяговой системе. По мнению авторов, эта схема может быть составлена из отдельных элементов (контактная подвеска, рельсы, земля, концевые устройства и т. п.), которые должны правильно реагировать на протекание токов в необходимом диапазоне частот. Соединяя схемы замещения этих элементов с учетом требований конкретной задачи, получаем возможность исследования процессов в тяговой сети при различных условиях ее работы. Решение задачи с помощью нахождения эквивалентной схемы замещения входного сопротивления тяговой сети в целом, как это сделано в [Л. 4], пригодно лишь для исследования данного конкретного случая, т. е. не обладает универсальностью и, кроме того, не дает возможности определить изменения токов, напряжений и потенциалов в отдельных частях схемы тяговой сети.

В тяговой сети рельсы через сопротивления утечек [Л. 1] связаны с землей. Если на небольших интервалах их сосредоточить, получим расчетный элемент тяговой сети, в котором контактная подвеска, рельсы и земля связаны лишь взаимной индукцией.

Как известно, ток, распределенный по всей толще земли, с достаточной для практики точностью при фиксированной частоте может быть заменен током в фиктивном проводе, расположенном на «эквивалентной глубине». Однако эта «эквивалентная глубина» сильно зависит от частоты протекающего тока, и поэтому для тока с большим содержанием гармоник такое простое решение невозможно. Для этой цели предложена модель земли [Л. 5],

которая обладает эквивалентностью в достаточно широком диапазоне частот. Аналогичная задача возникает при построении схемы замещения рельса и условия, что рельс будет рассмотрен как линейный элемент, зависимость от частоты тока, но с постоянной магнитной проницаемостью  $\mu$ . В итоге схемы замещения земли и рельса получаются в виде двух или трех (если требуется большая точность, то и четырех) параллельных ветвей  $r, L$ .

**Эквивалентная схема продольных элементов тяговой сети.** Для удобства расчетов, как это будет показано ниже, контактная подвеска и два рельса одного пути заменены соответственно эквивалентным проводом и эквивалентным рельсом.

Для магнитно-связанных контуров «эквивалентный провод — земля» и «эквивалентный рельс — земля» составим уравнение электрического равновесия на участке  $\Delta x$  (рис. 1):

$$\Delta U_1(p) = [Z_{\pi}(p) I_{\pi}(p) - Z_{\pi,p}(p) I_p(p)] \Delta x; \quad (1)$$

$$\Delta U_2(p) = [-Z_p(p) I_p(p) + Z_{\pi,p}(p) I_{\pi}(p)] \Delta x; \quad (2)$$

$$I_{\pi}(p) = I_p(p) + I_z(p), \quad (3)$$

где  $I_{\pi}(p)$ ,  $I_p(p)$ ,  $I_z(p)$  — токи в эквивалентном проводе, в эквивалентном рельсе и в земле;  $\Delta U_1(p)$ ,  $\Delta U_2(p)$  — падения напряжений в тяговой сети на участке  $\Delta x$ ;  $Z_{\pi}(p)$ ,  $Z_p(p)$ ,  $Z_{\pi,p}(p)$  — сопротивления контуров «эквивалентный провод — земля», «эквивалентный рельс — земля» и взаимной индукции между ними.

Исключив с помощью (3) ток  $I_p(p)$  в (1) и ток  $I_{\pi}(p)$  в (2), получим:

$$\Delta U_1(p) = [Z_{\pi*}(p) I_{\pi}(p) + Z_{\pi,p}(p) I_z(p)] \Delta x; \quad (4)$$

$$\Delta U_2(p) = [-Z_{p*}(p) I_p(p) + Z_{\pi,p}(p) I_z(p)] \Delta x, \quad (5)$$

где

$$Z_{\pi*}(p) = Z_{\pi}(p) - Z_{\pi,p}(p) \quad (6)$$

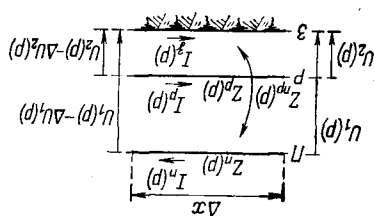


Рис. 1. Схема замещения тяговой сети однопутного участка длиной  $\Delta x$  с эквивалентным проводом и рельсом.

— расчетное сопротивление ветви контура эквивалентного провода с учетом магнитной связи с контуром эквивалентного рельса;

$$Z_{p*}(p) = Z_p(p) - Z_{п.р}(p) \quad (7)$$

— расчетное сопротивление ветви контура эквивалентного рельса с учетом магнитной связи с контуром эквивалентного провода.

Уравнениям (4) и (5) соответствует схема замещения продольных элементов тяговой сети, которая уже не имеет магнитно-связанных контуров (рис. 2) и удобна для расчетов переходного процесса с учетом поверхностного эффекта.

**Определение параметров контактной подвески.** Полное сопротивление контактной подвески, состоящей из троса и контактного провода, соединенных параллельно и связанных взаимной индукцией, определяем по формуле

$$Z_n(\omega) = \frac{[Z_T(\omega) - Z_{т.к}(\omega)] [Z_K(\omega) - Z_{т.к}(\omega)]}{[Z_T(\omega) - Z_{т.к}(\omega)] + [Z_K(\omega) - Z_{т.к}(\omega)]} + Z_{т.к}(\omega), \quad (8)$$

где  $Z_T(\omega)$  — сопротивление контура «несущий трос — земля»;  $Z_K(\omega)$  — сопротивление контура «контактный провод — земля»;  $Z_{т.к}(\omega)$  — сопротивление взаимной индукции между этими элементарными контурами.

Параметры этих контуров зависят от частоты тока, так как магнитный поток замыкается через землю:

$$Z_T(\omega) = r_T + j\omega L_{вн.т} + j\omega L_{вн.т.к}; \quad (9)$$

$$Z_K(\omega) = r_K + j\omega L_{вн.к} + j\omega L_{вн.к.к}. \quad (10)$$

Согласно [Л. 1] внешняя комплексная индуктивность этих элементарных контуров определяется по формуле

$$L_{вн} = \left(1 + 2 \ln \frac{10^4}{1,78 a \sqrt{10 \pi \omega \gamma_3}} - j \frac{\pi}{2}\right) 10^{-4}, \quad (11)$$

где  $a$  — радиус троса («т») или соответственно контактного провода («к»), м;  $\gamma_3$  — удельная проводимость земли, См/м;  $L_{вн}$  — Г/км.

Комплексное значение взаимной индуктивности между этими элементарными контурами [Л. 1]

$$M_{т.к} = \left(1 + 2 \ln \frac{10^4}{1,78 h_{т.к} \sqrt{10 \pi \omega \gamma_3}} - j \frac{\pi}{2}\right) 10^{-4}, \quad (12)$$

где  $h_{т.к}$  — расстояние между осями троса и контактного провода, м;  $M_{т.к}$  — Г/км.

Подставляя (8), получаем в (6) с учетом (11), (12) и магнитной связи с контуром эквивалентного рельса  $Z_{п.р}(\omega)$  расчетное сопротивление эквивалентного провода (Ом):

$$Z_{п*}(\omega) = \left[ \frac{(r_{п1} + j\omega L_{п1})(r_{п2} + j\omega L_{п2})}{(r_{п1} + j\omega L_{п1}) + (r_{п2} + j\omega L_{п2})} + j\omega L_{п3} \right] l, \quad (13)$$

где  $L_{п1} = L_{вн.т} + 2 \cdot 10^{-4} \ln \frac{h_{т.к}}{a_T}$ , Г/км;  $L_{п3} = L_{вн.к} +$

$+ 2 \cdot 10^{-4} \ln \frac{h_{т.к}}{a_k}$ , Г/км;  $L_{п3} = 2 \cdot 10^{-4} \ln \frac{h_{п.р}}{h_{т.к}}$ , Г/км,  $l$  — длина элементарного участка контактной подвески, замещаемого одним элементом схемы, км;  $r_{п1} = r_T$ ;  $r_{п2} = r_K$ ;  $h_{п.р}$  — расстояние между осями эквивалентного провода и эквивалентного рельса, м.

Параметры элементов контактной подвески могут быть взяты для частоты 50 Гц, т. е. без учета высших гармоник тока. Незначительные уточнения возможны только для стальной части сечений троса.

Выражению (13) соответствует схема замещения, показанная на рис. 3 элементом П.

**Определение параметров схемы замещения земли.** Отметим, что согласно (4) и (5) сопротивление земли с небольшой погрешностью [Л. 3] равно полному сопротивлению взаимной индукции между контурами «эквивалентный провод — земля» и «эквивалентный рельс — земля»:

$$Z_3(\omega) = j\omega M_{п.р} = r_3(\omega) + j\omega L_3(\omega). \quad (14)$$

Для создания схемы замещения земли с учетом поверхностного эффекта воспользуемся рекомендацией [Л. 5]. Параметры этой схемы рассчитывались по формулам, приведенным в приложении, при условии однородности земли. Чтобы лучше аппроксимировать характеристики  $r_3(\omega)$  и  $L_3(\omega)$ , параметры схемы, состоящей из двух параллельных ветвей  $r$ ,  $L$ , получены с помощью двух опорных точек ( $f = 50$  и  $450$  Гц) на частотных характеристиках  $r_3(\omega)$  и  $L_3(\omega)$ , а параметры схемы, состоящей из трех ветвей, — с помощью трех точек ( $f = 60, 210$  и  $1150$  Гц). В первом случае удовлетворительное совпадение получается в диапазоне частот до 600 Гц, во втором до 1200 Гц, что соответствует характеру токов и напряжений, возникающих в рабочих и в переходных режимах тяговой сети переменного тока. Значения параметров этих схем для некоторых удельных проводимостей земли  $\gamma_3$  приведены в табл. 1. На рис. 3 схема замещения земли показана элементом З.

Рис. 2. Схема замещения тяговой сети однопутного участка длиной  $\Delta x$  после «развязывания» магнитно-связанных контуров «эквивалентный провод — земля» и «эквивалентный рельс — земля».

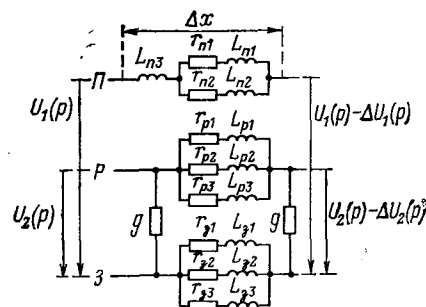
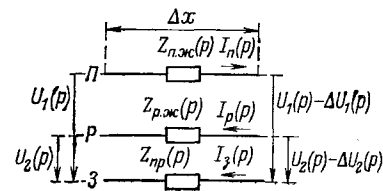


Рис. 3. Схема замещения тяговой сети переменного тока однопутного участка длиной  $\Delta x$  с учетом поверхностного эффекта в рельсах и земле.

Таблица 1

Удельная проводимость земли $\gamma_3$ , См/км	Значение параметра схемы замещения (Ом/км, мГ/км)									
	из двух ветвей				из трех ветвей					
	$r_1$	$r_2$	$L_1$	$L_2$	$r_1$	$r_2$	$r_3$	$L_1$	$L_2$	$L_3$
0,05	0,03246	3,8991	0,8572	1,3309	0,02350	2,9420	11,7825	0,8716	2,7340	0,8820
0,01	0,03238	5,5268	1,0159	2,0782	0,02343	4,0617	18,4216	1,0298	3,9637	1,5803
0,001	0,03232	8,3585	1,2440	3,4260	0,02340	6,0337	30,2107	1,2571	6,1573	2,9490

Таблица 2

Тип рельса	Параметр схемы заме- щения одного рельса	Значение параметра схемы замещения (Ом/км, мГ/км) при различной относительной магнитной проницаемости стали рельса $\mu$		
		80	250	500
Р-50	$r_1$	0,0909	0,1632	0,2345
	$r_2$	8,5290	6,1868	5,4767
	$L_1$	1,3707	1,6183	1,8711
	$L_2$	6,4746	4,1612	3,3270
Р-65	$r_1$	0,0805	0,1441	0,2067
	$r_2$	9,3074	6,5706	5,6894
	$L_1$	1,3350	1,5499	1,7689
	$L_2$	7,1824	4,5422	3,5804
Р-50	$r_1$	0,0869	0,1567	0,2260
	$r_2$	6,8058	4,9899	4,4747
	$r_3$	188,9888	115,3712	88,8001
	$L_1$	1,3863	1,6536	1,9293
	$L_2$	6,7072	4,3789	3,5678
	$L_3$	4,0703	1,9941	1,1872
Р-65	$r_1$	0,0769	0,1383	0,1989
	$r_2$	7,4198	5,2828	4,6244
	$r_3$	211,8076	128,1416	96,6800
	$L_1$	1,3481	1,5793	1,8176
	$L_2$	7,4256	4,7563	3,8088
	$L_3$	4,3094	2,1188	1,2697

**Определение параметров схемы замещения эквивалентного рельса.** Для определения полного сопротивления контура «эквивалентный рельс — земля» в зависимости от частоты  $Z_p(\omega)$  однопутного участка дороги применимы формулы (8) — (13), если поступить аналогично тому, как это сделано для контактной подвески. В данном случае элементарные контуры «рельс — земля» одинаковы. Из-за наличия поверхностного эффекта активное сопротивление и внутренняя индуктивность рельса определяются по формулам [Л. 2]:

$$r_p(\omega) = \frac{1}{\pi} \sqrt{\mu_{\text{ст}} \rho} \cos\left(45^\circ - \frac{\psi'}{2}\right); \quad (15)$$

$$L_{\text{вн.р}}(\omega) = \frac{1}{\pi} \sqrt{\mu_{\text{ст}} \rho / \omega} \sin\left(45^\circ - \frac{\psi'}{2}\right), \quad (16)$$

где  $\pi$  — периметр сечения рельса;  $\rho = 0,21$  Ом $\times$ мм<sup>2</sup>/м — удельное сопротивление стали;  $\psi' = 20^\circ$  — аргумент комплексной магнитной проницаемости;  $\mu_{\text{ст}}$  — статическая магнитная проницаемость.

Согласно (7) расчетное сопротивление эквивалентного рельса

$$Z_{p*}(\omega) = \frac{1}{2} [r_p(\omega) + j\omega L_{\text{вн.р}}(\omega) + j\omega L'_p] l, \text{ Ом}, \quad (17)$$

где

$$L'_p = 2 \cdot 10^{-4} \ln \frac{h_{\text{п.р}}^2}{a_p h_{12}}, \text{ Г/км}; \quad (18)$$

$a_p$  — радиус цилиндра, эквивалентного одному рельсу;  $h_{12}$  — расстояние между осями двух рельсов пути;  $l$  — длина элементарного участка рельсов, замещаемого одним элементом схемы, км.

Поступая аналогично тому, как это было сделано для земли, создаем схему замещения рельса. Наиболее удовлетворительные результаты получены для схем из двух ветвей  $r, L$  при опорных частотах  $f = 50$  и 300 Гц, а для схемы из трех ветвей — при  $f = 50, 225$  и 820 Гц в тех же диапазонах частот.

Значения параметров этих схем для некоторых магнитных проницаемостей  $\mu$  приведены в табл. 2, при определении которых исходные данные рассчитывались по формулам (15), (16) и (18). Схема замещения эквивалентного рельса выполнена согласно (17) и показана элементом  $P$  на рис. 3.

Полная схема замещения однопутной тяговой сети переменного тока для участка  $\Delta x$  получается в виде шестиполюсника, показанного на рис. 3. Краевые условия, определяющие состояние всей тяговой системы, подключаются при этом к концам схемы замещения тяговой сети, состоящей из  $n$  каскадно соединенных шестиполюсников.

Рассмотренная выше методика применима и для определения схемы замещения двух и многопутных тяговых сетей. Она применима и для определения схемы замещения тяговой сети постоянного тока, но при этом параметры соответствующих элементов должны обеспечить нулевое сопротивление земли и чисто омическое сопротивление рельсов при протекании постоянного тока.

**Приложение.** Аналитический расчет параметров схемы замещения сопротивлений рельса и однородной земли с учетом явления поверхностного эффекта. При расчете параметров  $r, L$  параллельных ветвей схем замещения предполагается соответствие частотных характеристик сопротивлений рельса, земли и их схем в исследуемом диапазоне частот. Это положение удовлетворяется при равенстве соответственно их проводимостей:

$$\sum_{s=1}^n \frac{1}{r_s + j\omega L_s} = \frac{1}{r(\omega) + j\omega L(\omega)}, \quad (\text{П-1})$$

где  $n$  — число параллельных ветвей схемы;  $r_s, L_s$  — параметры ветви;  $r(\omega), L(\omega)$  — значения параметров рельса или земли при частоте  $\omega$ .

Рассмотрим схему из двух параллельных ветвей, т. е. при  $n = 2$ . Из (П-1) следует:

$$\frac{1}{r_1 + j\omega L_1} + \frac{1}{r_2 + j\omega L_2} = \frac{1}{r(\omega) + j\omega L(\omega)}. \quad (\text{П-2})$$

Обозначим:

$$k_1 = L_1/r_1; \quad k_2 = L_2/r_2; \quad g_1 = 1/r_1; \quad g_2 = 1/r_2;$$

$$A = \frac{r(\omega)}{r^2(\omega) + \omega^2 L^2(\omega)}; \quad B = \frac{L(\omega)}{r^2(\omega) + \omega^2 L^2(\omega)}.$$

Приводя к общему знаменателю (П-2) и применяя новые обозначения, получаем для каждой частоты уравнение:

$$g_1 (1 + j\omega k_2) + g_2 (1 + j\omega k_1) = (1 + j\omega k_1) (1 + j\omega k_2) (A - j\omega B),$$

которое соответствует двум уравнениям для действительных и мнимых величин:

$$\begin{aligned} g_1 + g_2 &= A - \omega^2 A k_1 k_2 + \omega^2 B (k_1 + k_2); \\ g_1 k_2 + g_2 k_1 &= -B + \omega^2 B k_1 k_2 + A (k_1 + k_2). \end{aligned}$$

Так как  $n=2$ , получаем систему четырех нелинейных уравнений с неизвестными  $g_1, g_2, k_1, k_2$ :

$$\left. \begin{aligned} (g_1 + g_2) + A_1 \omega^2 k_1 k_2 - B_1 \omega^2 (k_1 + k_2) &= A_1; \\ (g_1 + g_2) + A_2 \omega^2 k_1 k_2 - B_2 \omega^2 (k_1 + k_2) &= A_2; \\ -(g_1 k_2 + g_2 k_1) + B_1 \omega^2 k_1 k_2 + A_1 (k_1 + k_2) &= B_1; \\ -(g_1 k_2 + g_2 k_1) + B_2 \omega^2 k_1 k_2 + A_2 (k_1 + k_2) &= B_2. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-3})$$

Обозначив комбинации неизвестных через

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= k_1 k_2; \\ \gamma &= k_1 + k_2 \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-4})$$

и

$$\left. \begin{aligned} N &= g_1 + g_2; \\ M &= g_1 k_2 + g_2 k_1, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-5})$$

запишем систему (П-3) в виде:

$$\left. \begin{aligned} N + A_1 \omega^2 \alpha - B_1 \omega^2 \gamma &= A_1; \\ N + A_2 \omega^2 \alpha - B_2 \omega^2 \gamma &= A_2; \\ -M + B_1 \omega^2 \alpha + A_1 \gamma &= B_1; \\ -M + B_2 \omega^2 \alpha + A_2 \gamma &= B_2, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-6})$$

где неизвестными будут уже  $\alpha, \gamma, N, M$ .

Полученная система (П-6) линейна и легко решается. Из (П-4) по известным  $\alpha$  и  $\gamma$  определяем  $k_1$  и  $k_2$ , решая квадратное уравнение  $k^2 - \gamma k + \alpha = 0$ . Согласно (П-5) находим:

$$g_1 = \frac{M - N k_1}{k_2 - k_1}; \quad g_2 = -\frac{M - N k_2}{k_2 - k_1}.$$

Согласно введенным обозначениям искомые параметры двух параллельных ветвей схемы равны:

$$r_1 = 1/g_1; \quad r_2 = 1/g_2; \quad L_1 = k_1 r_1; \quad L_2 = k_2 r_2.$$

Теперь рассмотрим схему из трех параллельных ветвей, т. е. при  $n=3$ . Условие (П-1) в этом случае имеет вид:

$$\frac{1}{r_1 + j\omega L_1} + \frac{1}{r_2 + j\omega L_2} + \frac{1}{r_3 + j\omega L_3} = \frac{1}{r_1^*(\omega) + j\omega L(\omega)}. \quad (\text{П-7})$$

Обозначим:

$$k_1 = L_1/r_1; \quad k_2 = L_2/r_2; \quad k_3 = L_3/r_3;$$

$$g_1 = 1/r_1; \quad g_2 = 1/r_2; \quad g_3 = 1/r_3;$$

$$A = \frac{r(\omega)}{r^2(\omega) + \omega^2 L^2(\omega)};$$

$$B = \frac{L(\omega)}{r^2(\omega) + \omega^2 L^2(\omega)}.$$

Применяя уравнение (П-7) для трех частот  $\omega_1, \omega_2, \omega_3$  и вводя принятые обозначения, получаем систему трех нелинейных комплексных уравнений, которой соответствует система шести уравнений для действительных и мнимых величин.

Вводя соответствующие замены в нелинейных уравнениях (аналогично тому, как это сделано для  $n=2$ ), получаем систему шести линейных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} N - \omega_1^2 M + A_1 \omega_1^2 \alpha - B_1 \omega_1^2 \gamma + B_1 \omega_1^4 \alpha &= A_1; \\ N - \omega_2^2 M + A_2 \omega_2^2 \alpha - B_2 \omega_2^2 \gamma + B_2 \omega_2^4 \alpha &= A_2; \\ N - \omega_3^2 M + A_3 \omega_3^2 \alpha - B_3 \omega_3^2 \gamma + B_3 \omega_3^4 \alpha &= A_3; \\ D - B_1 \omega_1^2 \alpha - A_1 \gamma + A_1 \omega_1^2 \alpha &= -B_1; \\ D - B_2 \omega_2^2 \alpha - A_2 \gamma + A_2 \omega_2^2 \alpha &= -B_2; \\ D - B_3 \omega_3^2 \alpha - A_3 \gamma + A_3 \omega_3^2 \alpha &= -B_3, \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-8})$$

где

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= k_1 k_2 k_3; \\ \gamma &= k_1 + k_2 + k_3; \\ \sigma &= k_1 k_2 + k_1 k_3 + k_2 k_3 \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-9})$$

и

$$\left. \begin{aligned} N &= g_1 + g_2 + g_3; \\ M &= g_1 k_2 k_3 + g_2 k_1 k_3 + g_3 k_1 k_2; \\ D &= g_1 (k_2 + k_3) + g_2 (k_1 + k_3) + g_3 (k_1 + k_2). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-10})$$

Определив в системе (П-8) из первого уравнения значение  $N$ , из четвертого  $D$ , подставляем их соответственно во второе, третье и пятое, шестое; при этом получается система четырех линейных уравнений, которая просто решается.

После нахождения  $\alpha, \gamma, \sigma, M, N, D$  решаем систему (П-9), приводя ее к кубическому уравнению:

$$k^3 - \gamma k^2 + \sigma k - \alpha = 0. \quad (\text{П-11})$$

Определив  $k_1, k_2$  и  $k_3$ , решаем линейную систему уравнений (П-10), где неизвестными являются  $g_1, g_2$  и  $g_3$ .

Искомые параметры схемы будут равны:

$$r_1 = 1/g_1; \quad r_2 = 1/g_2; \quad r_3 = 1/g_3;$$

$$L_1 = k_1 r_1; \quad L_2 = k_2 r_2; \quad L_3 = k_3 r_3,$$

при этом они не должны получаться отрицательными, так как переходной процесс будет неограниченно возрастать.

Рассмотренная выше методика определения параметров схемы земли и рельса отличается от методики [Л. 5] тем, что все параметры параллельных ветвей получаются непосредственно, а не методом последовательных приближений.

**Выводы.** 1. Получены схемы замещения земли и рельсов в виде двухполусюльников, составленных из двух или трех параллельно соединенных активно-индуктивных элементов.

2. Расчетная схема тяговой сети представляет собой каскадное соединение шестиполусюльников с учетом краевых условий. Элементы схемы шестиполусюльника даны с помощью «развязки» магнитной связи между контурами «эквивалентный провод—земля» и «эквивалентный рельс—земля», а также с учетом изменения сопротивлений этих элементов под влиянием поверхностного эффекта.

3. Используя предполагаемые универсальные схемы замещения отдельных элементов тяговой сети, можно составить расчет схемы для исследования процессов в сети в целом как с однородными, так и с неоднородными участками, а также при различных краевых условиях (учет устройств питания сети, тяговых потребителей, режима короткого замыкания и т. п.).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Марквардт К. Г. Энергоснабжение электрических железных дорог. М., «Транспорт», 1965. 464 с.
2. Усенко А. П., Шалимов М. Г. Активное и внутреннее индуктивное сопротивление рельса. — «Труды ОМИИТ», 1969, т. 104, ч. 1, с. 65—70.
3. Марголин Н. Ф. Токи в земле. М., Госэнергоиздат, 1947. 195 с.
4. Пупнин В. Н. Синтез схемы замещения тяговой сети постоянного тока в переходном режиме по ее частотной характеристике. — «Труды МИИТ», 1970, вып. 340, с. 113—125.
5. Джуварлы Ч. М., Дмитриев Е. В. Математическое моделирование волновых процессов в электрических сетях. АН Азерб. ССР. Институт физики. Баку, 1975. 114 с.

[1.3.1977]

# Оценка параметров совмещенного закона электрического старения высоковольтной статорной изоляции

ВАКСЕР Б. Д., ЖИТОМИРСКИЙ А. А., КОЙКОВ С. Н., ПИЩУЛИНА О. П.

Ленинград

Повышение удельных нагрузок и единичных мощностей современных электрических машин высокого напряжения, а также улучшение свойств изоляции при переходе к термореактивным системам создают предпосылки для значительного увеличения рабочей напряженности в изоляции, достигающей в настоящее время среднего значения  $E = 3$  кВ/мм при коэффициенте неравномерности поля около двух. В связи с повышением рабочих градиентов и ослаблением теплового и вибромеханического износа изоляции в современных мощных генераторах возросла актуальность исследований закономерностей чисто электрического старения высоковольтной изоляции электрических машин, необходимых для оценки ее ресурса.

Закономерности электрического старения описываются, как известно, зависимостью срока жизни изоляции  $\tau$  от нагрузки (напряженности поля  $E$ ), а также статистическим распределением  $\tau$  [Л. 1 и 2]. Эмпирические выражения законов старения, определяемые экспериментально для данного типа изоляции, используются для прогнозирования срока жизни изоляции при заданных напряженности и вероятности отказа. В последние годы широко применяется «совмещенный закон» старения (СЗ), объединяющий зависимость  $\tau$  от  $E$  и их статистическое распределение [Л. 3—7]. Этот закон является достаточно общим и выполняется, по-видимому, при различных физических причинах процесса электрического старения. Однако для каждого конкретного типа изоляции необходимо проверять применимость и определять экспериментально параметры, а также стремиться дать оценку возможности использования СЗ для экстраполяции срока жизни в диапазон рабочих режимов.

В статье приведены основные соотношения СЗ для методики испытаний линейно возрастающим напряжением, результаты экспериментального исследования параметров СЗ для термореактивной слюдинитовой изоляции высоковольтных электрических машин, дается оценка границ применения некоторых законов старения и возможности их использования для экстраполяции  $\tau$  в область рабочих градиентов.

В совмещенном законе электрического старения для описания статистики величин пробивной напряженности и срока жизни применяется распределение Вейбулла. Если  $\tau$  определяется при неизменной нагрузке  $E = \text{const}$  и закон старения описывается степенной функцией<sup>1</sup>

$$\tau^{(1)} = \tau_0^{(1)} \left( \frac{E}{E_0} \right)^{-\beta}, \quad (1)$$

то формула СЗ имеет вид:

$$F^{(1)}(\tau, E) = 1 - \exp[-k\tau^\beta E^\beta] = 1 - \exp[-k(\tau E^\beta)^\beta], \quad (2)$$

где  $F$  — интегральная вероятность отказа (пробоя);  $k$  — коэффициент, пропорциональный размерам образца;  $\beta$  — коэффициент формы распределения, обратно пропорциональный дисперсии,  $\gamma = n\beta$ .

Величины  $n$  и  $\beta$ , как показывают экспериментальные данные, остаются неизменными в широком диапазоне напряженностей, что позволяет, учитывая (1), записать СЗ в виде распределения  $\tau_0$ :

$$F(\tau_0) = 1 - \exp(-k\tau_0^\beta), \quad (3)$$

и, таким образом, величина  $\tau_0$  в СЗ получает смысл некоторого параметра качества образца, имеющего распределение, не зависящее от режима испытаний.

Наряду с наиболее часто употребляемой степенной зависимостью (1) могут быть использованы и другие формулы для описания закона старения, в частности:

$$\tau^{(2)} = \tau_0^{(2)} \exp\left[b\left(1 - \frac{E}{E_0}\right)\right]; \quad (4)$$

$$\tau^{(3)} = \tau_0^{(3)} \exp\left[c\left(\frac{E_0}{E} - 1\right)\right]. \quad (5)$$

Формула (4) применяется в [Л. 6 и 7], а зависимость вида (5) аналогична известному закону теплового старения. Допустимость использования каждого из законов (1), (4) и (5) должна проверяться экспериментально.

Для экспериментального определения параметров СЗ необходимо получение статистических данных о сроке жизни изоляции при различных уровнях напряженности. Величина  $\tau$  может определяться как при длительном воздействии неизменного во времени напряжения, так и при плавном повышении напряжения с определенной малой скоростью  $\lambda$ .

Существенными преимуществами второго метода является возможность использования всех образцов, весьма дорогостоящих в случае высоковольтной слюдинной изоляции, и получение полных (нецензурированных) данных, к которым можно применять без ограничений известный аппарат математической статистики. Сокращается также и время испытаний, так как наиболее прочные образцы испытываются при больших  $E$ .

Формулы СЗ для случая испытаний равномерным повышающимся напряжением имеют следующий вид после преобразования путем двойного логарифмирования:

$$y^{(1)} = \beta[(n+1)\ln E_n - \ln \lambda - \ln(n+1)] + \ln k; \quad (6)$$

$$y^{(2)} = \beta[bE_n - \ln \lambda - \ln b] + \ln k; \quad (7)$$

$$y^{(3)} = \beta[-1,22c/E_n - \ln \lambda + \ln c - 2,53] + \ln k, \quad (8)$$

где  $y = \ln \ln(1-F)^{-1}$ ;  $E_n$  — пробивная напряженность (кВ/мм) в режиме повышающейся напряженности со скоростью  $\lambda$  [кВ/(мм·ч)]; (1), (2), (3) обозначают использование законов старения (1), (4) и (5) соответственно.

<sup>1</sup> Здесь для удобства дальнейшего изложения в качестве постоянной принято время жизни  $\tau_0$  при базисной напряженности  $E_0$ , принятой равной 1 кВ/мм.

Вывод формул (6)—(8), для получения которых использовалось понятие о мере старения [Л. 3 и 8], приведен в приложении.

Из (6)—(8) следует, что зависимость  $y=f(x)$ , где  $x$  равен  $\ln E_n$ ,  $E_n$  или  $1/E_n$  [формулы (6), (7) или (8) соответственно] линейна и изменение  $\lambda$  должно приводить к параллельному сдвигу преобразованных распределений по оси ординат на значение  $\Delta y = \beta \ln \lambda_1/\lambda_2$ . Это позволяет найти  $\beta$ , затем по наклону линий  $y=f(x)$  и коэффициенты  $n$ ,  $b$  или  $c$ .

Таким образом, метод повышающего напряжения, так же как и способ испытаний при неизменном напряжении, позволяет найти параметры кривой жизни и распределения, т. е. постоянные в формулах (1), (4), (5) и (3).

Следует учитывать, однако, что применение этого метода, как показано в [Л. 8], допустимо, во-первых, если во всем диапазоне испытательных напряженностей сохраняется неизменным механизм старения и, во-вторых, выполняется условие независимости меры старения от  $E$ . Для проверки этих условий могут быть использованы экспериментальные данные, полученные рассматриваемым методом. В частности, сохранение линейности распределения  $y=f(x)$  подтверждает неизменность механизма старения а параллельность сдвига этих распределений при изменении  $\lambda$  указывает на выполнение второго условия.

В настоящей статье экспериментально исследованы распределения  $E_n$  при двух скоростях увеличения испытательной напряженности (здесь и ниже имеется в виду средняя напряженность поля в образце). Испытания производились на образцах терморезистивной слюдинитовой изоляции толщиной 5,0 мм, изготовленных в цеховых условиях по типовой технологии этого вида изоляции. Образцы имели вид прямых стержней длиной 140 мм, сечением токоведущей части (внутренний электрод)  $10 \times 30$  мм, набранной из полых проводников с радиусом закругления 0,9 мм. На изоляцию стержня накладывались два фольговых электрода длиной 24 см, отделенных друг от друга и от концов стержней барьерами из эпоксидной смолы. Испытания производились при двух скоростях подъема напряжения  $\lambda_1=0,042$  кВ/ч и  $\lambda_2=0,25$  кВ/ч. При этом из-за разделения на два участка каждый из образцов подвергался испытанию в обоих режимах, что позволило свести к минимуму разброс. Барьеры и полупроводящие покрытия с подслоем изоляции на краях внешних электродов обеспечивали выравнивание поля и ослабление краевых разрядных явлений. Эффективность этих мероприятий подтверждается тем, что более 90% пробоев происходило под электродом. Охлаждение образцов водой, пропускавшей через полые проводники внутреннего электрода, обеспечивало предотвращение тепловых пробоев.

На рис. 1, а, б и в представлены графики распределения пробивных напряженностей, построенные по результатам испытаний 35—40 образцов, в масштабе распределения Вейбулла по  $y$ , а по  $x$  отложены  $\ln E_n$ ,  $E_n$  и  $(E_n)^{-1}$  соответственно. Для всех трех вариантов кривых жизни зависимости  $y=f(x)$  хорошо аппроксимируются прямыми линия-

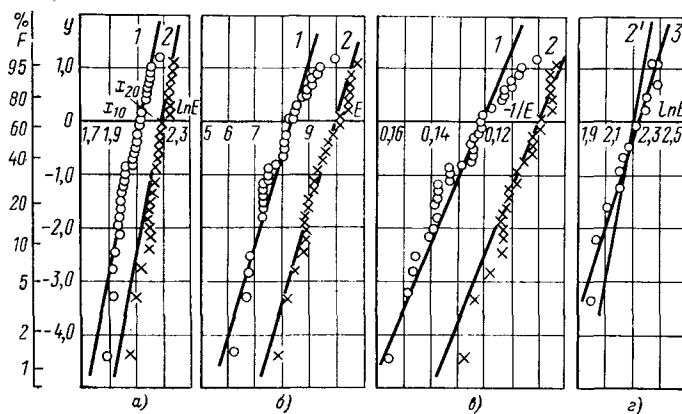


Рис. 1. Распределения электрической прочности образцов и для скорости увеличения напряженности  $\lambda_1=0,0083 \frac{\text{кВ/мм}}{\text{ч}}$

(кривые 1) и  $\lambda_2 = 0,05 \frac{\text{кВ/мм}}{\text{ч}}$  (кривые 2).

а — при линеаризации по степенному закону (4); б — экспоненциальному закону (5); в — экспоненциальному закону (6); г — кривая 3 — распределение  $\ln E_p$  для стержней длиной 200 см, испытывающихся при

$\lambda_3=0,28 \frac{\text{кВ/мм}}{\text{ч}}$ ; 2' — пересчет кривой 2 на рис. 1, а.

ми, которые практически параллельны при разных  $\lambda$ . Некоторое различие коэффициентов наклона линий  $\hat{a}$  (см. таблицу), определяемых дисперсией величины  $x$ , объясняется разбросом  $\hat{a}$ , что подтверждается статистической проверкой различия дисперсий с помощью критерия Фишера.

Формула закона старения	Наклон кривой распределения $\hat{a}$ при скорости		Параметр	Значение параметра	
	$\lambda_1$	$\lambda_2$		полученные графически	расчет (среднее и 90%-ный доверительный интервал)
(4)	12,1	14,8	$n$	9	$8,6 \pm 1,6$
			$\beta$	1,35	$1,35 \pm 0,12$
(5)	1,44	1,55	$b$	0,95	$1,07 \pm 0,26$
			$\beta$	1,45	$1,42 \pm 0,15$
(6)	91,5	136,4	$c$	69	$65,1 \pm 3,8$
			$\beta$	1,42	$1,46 \pm 0,07$

Таким образом, в исследованном диапазоне ( $6 < E_n < 11$  кВ/мм) экспериментальные данные не противоречат совмещенному закону старения, предсказывающему в соответствии с формулами (6)—(8) линейность преобразованных распределений и их параллельность при разных  $\lambda$ .

Параметры СЗ могут быть определены графически согласно методике, изложенной в [Л. 4 и 5], или аналитическим методом многомерного регрессионного анализа.

При графическом методе через характеристические точки распределений, соответствующие  $y=0$ , т. е.  $F=63\%$  ( $x_{10}$  для  $\lambda_1$  и  $x_{20}$  для  $\lambda_2$ ), проводятся

параллельные прямые таким образом, чтобы отклонение обеих прямых от экспериментальных точек было минимальным. Тогда параметры  $n$ ,  $b$  и  $c$  вычисляются в соответствии с (6)–(8) по формулам:

$$(n+1), \quad b \quad \text{или} \quad 1,22c = \frac{\ln \lambda_1 - \ln \lambda_2}{x_{10} - x_{20}}; \quad (9)$$

$$\beta = \frac{|\Delta y|_{x=\text{const}}}{\ln \lambda_1 - \ln \lambda_2}, \quad (10)$$

где  $|\Delta y|_{x=\text{const}}$  — смещение распределений по оси ординат.

Аналитическое решение состоит в определении методом наименьших квадратов параметров линии регрессии для распределений (6)–(8), имеющей вид:

$$y = b_0 + b_1 z_1 + b_2 z_2, \quad (11)$$

где  $z_1 = \ln E_n$ ,  $E_n$  или  $(E_n)^{-1}$ ,  $z_2 = \ln \lambda$ .

Искомые постоянные законов (1), (4), (5) и (3) определяются из соотношений:

$$\beta = b_2; \quad (n+1), \quad b \quad \text{или} \quad 1,22c = b_1/b_2. \quad (12)$$

Результаты расчета, включающие 90%-ный доверительный интервал, представлены в таблице и показывают, что параметры совмещенного распределения, найденные графически и методом регрессионного анализа, хорошо совпадают. Значение показателя степенного закона жизни  $n=9$  согласуется с приведенными в литературе данными [Л. 10], полученными при неизменной  $E$ : для различных видов изоляции  $n=9,5-13$ .

Для анализа возможности экстраполяции по различным законам старения рассмотрим кривые жизни, построенные для значения  $F=0,63$  по формулам (1), (4) и (5) при постоянных, указанных в таблице. Как видно из рис. 2, где представлены эти зависимости, при напряженностях 5–12 кВ/мм кривые жизни практически совпадают. Это означает, что в этом диапазоне  $E$  использование любой из зависимостей (1), (4) или (5) не противоречит экспериментальным данным.

При напряженностях, приближающихся к рабочим ( $E < 4$  кВ/мм), различие между временами жизни, определенными по различным формулам, резко возрастает при  $E=3$  кВ/мм:  $\tau_3/\tau_1 \approx 10^2$ ;  $\tau_3/\tau_2 \approx 2 \cdot 10^3$ ;  $\tau_1/\tau_2 \approx 20$ . Экстраполяция по соотношению (4) дает наименьшие времена, а по (5) — наибольшие.

Для экспериментальной проверки возможности экстраполяции и выбора математической модели, наиболее достоверно описывающей зависимость  $\tau=f(E)$ , использовалась оценка времени жизни по результатам испытаний на длительное электрическое старение партии из двенадцати натуральных стержней длиной 200 см с толщиной изоляции 3,5 мм. Воздействие поля  $E=2,7$  кВ/мм частоты 2500 Гц в течение времени, эквивалентного выдержке около  $10^5$  ч при частоте 50 Гц, все стержни этой партии выдержали без пробоев, т. е. вероятность пробоя в этом режиме испытаний не превышает 0,1. Время жизни  $\tau^{(2)}=5 \cdot 10^3$  ч, определенное по формуле (4) для  $F=0,1$  и  $E_n=2,7$  кВ/мм с учетом поправки на отношение длин стержней и образцов  $l/l_0=8$ , более чем на порядок ниже экспериментального значения  $\tau$ , тогда как расчет по

(1) и (5) дает сроки жизни, не противоречащие опыту. Это указывает на непригодность экспоненциального закона (4) для экстраполяции сроков службы высоковольтной стартовой изоляции к рабочим напряженностям. Для обоснованного выбора другого вида математической модели закона жизни в области низких  $E$  необходимы дальнейшие исследования.

Важным следствием применения экстремального распределения в СЗ является упрощение методики пересчета распределения при изменении размеров образца, сводящегося, как это следует из теории экстремальных распределений, к сдвигу зависимости  $y=f(x)$  параллельно оси ординат на значение  $\Delta y = \ln(l/l_0)$ , где  $l/l_0 > 1$  — отношение размеров.

Поскольку пробой, как правило, происходит в зоне наибольшей напряженности (на ребре стержня), в образцах с близкими коэффициентами неравномерности поля в качестве размерного элемента целесообразно выбирать длину образца. Возможность использования формулы  $\Delta y = \ln(l/l_0)$  для пересчета распределения (6) при изменении линейных размеров образцов подтверждается результатами испытания другой партии натуральных стержней. На рис. 1,2 показано распределение пробивных напряженностей этих стержней, полученное при ступенчатом подъеме напряжения со скоростью  $\lambda = 0,285$  кВ/(мм·ч) (кривая 3), и распределение  $E_n$  образцов, представляемых линией 2 рис. 1,а, пересчитанное в соответствии с соотношением длин образцов и скоростей увеличения напряженности (кривая 2'). Совпадение кривых удовлетворительное.

**Приложение.** Вывод формул совмещенного закона для испытаний повышающимся напряжением. Определяется время  $\tau'$ , эквивалентное сроку службы при неизменной напряженности  $E_n$ , равной пробивной напряженности  $E_p$ , достигнутой в режиме равномерно повышающегося напряжения. С этой целью вводится представление о мере старения  $D$ , которая в некоторых случаях количественно выражается через изменение относительной электрической прочности в процессе старения. Такой подход оказался пригодным для описания процесса электрического старения полимерных пленок, снижение электрической прочности которых в ходе старения связано с уменьшением толщины материала [Л. 8]. В композиционных и многослойных системах, где электрическое старение обусловлено образованием и развитием локальных внутренних разрядов, пока отсутствует надежное физическое обоснование для выбора  $D$ . Однако понятие о мере старения может быть использовано для определения  $\tau'$ .

Действительно, всегда можно найти такую функцию  $\Phi(D)$ , приращение которой в малом интервале времени  $dt$  будет обратно пропорционально сроку службы изоляции  $\tau$  при данном уровне  $E$ :

$$d\Phi(D) = \frac{dt}{\tau(E)}. \quad (\Pi-1)$$

Предположим далее приближенно, что изменение  $\Phi(D)$  в процессе старения от исходного состояния ( $D=0$ ) до пробоя ( $D_{np}$ ) практически не зависит от  $E$ , т. е.

$$\Phi(D_{np}) - \Phi(D_0) = A = \text{const}(E). \quad (\Pi-2)$$

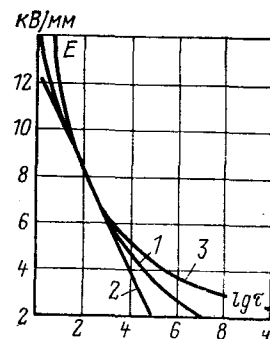


Рис. 2. Кривые жизни, рассчитанные по формулам (4)–(6) (кривые 1, 2, 3 соответственно), соответствующие характеристической точке распределения  $y=0$  ( $F=63\%$ ).



Тогда при любом режиме изменения  $E$

$$\int_0^{\tau} \frac{dt}{\tau(E)} = A. \quad (\Pi-3)$$

Функция  $\tau=f(E)$  представляется одним из выражений (1), (4) и (5).

Приравнявая согласно (II-3) интегралы  $\int \frac{dt}{\tau(E)}$  для режимов повышающегося и неизменного напряжения, получим:

$$\tau'^{(1)} = \frac{E_{\pi}}{\lambda(n+1)}; \quad (\Pi-4)$$

$$\tau'^{(2)} = \frac{E_0}{\lambda b}; \quad (\Pi-5)$$

$$\tau'^{(3)} = \frac{\int_0^{E_{\pi}/\lambda} \exp(-cE_0/\lambda t) dt}{\exp(-cE_0/E_{\pi})} = \frac{cE_0}{\lambda} \exp \times \\ \times \left[ -0,22 \frac{cE_0}{E_{\pi}} + 2,53 \right]. \quad (\Pi-6)$$

(Интеграл в выражении (II-6) не берется в элементарных функциях, и соотношение между  $\tau'^{(3)}$ ,  $E_{\pi}$  и  $\lambda$  определялось методом численного интегрирования.)

Выражая  $\tau_0$  через  $\tau'$  и  $E_{\pi}$  согласно (1), (4) и (5) и подставляя в (3), получим после двойного логарифмирования формулы (6)–(8).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Occhini E. Statistical Approach to Discussion of the Dielectric Strength in Electric Cables. — «IEEE Trans. on PAS», 1971, № 6, p. 2671–2678.
2. Theorie Statistique du claquage electrique. — «Rev. Gen. El.», 1968, № 4, p. 430–436. Aut.: I. M. Oudin e. a.
3. A new Research into Voltage Endurance of Solid Dielectrics. — «IEEE Trans. on El. Ins.», 1975, vol. EI-10, № 1, p. 17–27. Aut.: L. Simoni e. a.
4. Meaker W., Nelson W. Optimum Accelerated Life-Tests for the Weibull and Extreme Value Distributions. — «IEEE Trans. on Rel.», 1975, vol. R-24, № 5, p. 321–332.
5. Nelson W. Grafical Analizis of Accelerated Life-Test Data with the Inverse Law Model. — «IEEE Trans. on Rel.», 1972, vol. R-21, № 1.
6. Wichmann A., Grunewald P. Lebendaueruntersuchungen an Hochspannungsisolierungen mit Zeitraffung durch Erhöhung Pruffrequenz. — «ETZ—A», 1974, Bd 5, № 6, p. 318–322.
7. Evaluation of Insulation Systems in Large Rotating Machinery. Proc. 9th El. Ins. Conf., 1969, p. 161–165. Aut. K. Matsunobu e. a.
8. Койков С. Н., Цикин А. Н. Электрическое старение твердых диэлектриков и надежность диэлектрических деталей. Л., «Энергия», 1968.
9. Баженова Т. Ю. Общие закономерности электрического старения высоковольтной изоляции. — «ЭП. Электротехнические материалы», 1971, вып. 14, с. 3–5.

[30.6.1977]

УДК 621.317.772.3.088.6

## Методы коррекции погрешностей фазовращателей путем периодического преобразования их структуры

КРЕПЫШЕВ Г. Б., СОБОЛЕВСКИЙ А. С.

Челябинск

Для прецизионного измерения углов поворота, пройденного пути, скорости и ускорения используются фазовращатели на основе поворотных трансформаторов. Особая ценность и широта применения таких фазовращателей обусловлена их простотой, надежностью, наиболее высокой в настоящее время предельной точностью и удобством преобразования сигнала в код при использовании в системе счисления пути или системе индикации цифровых приборов или ЦВМ. В связи с этим фазовращатели на основе поворотных трансформаторов нашли широкое применение в различных автоматических устройствах, в вычислительной и измерительной технике.

Наиболее часто используются фазовращатели с однофазным питанием, так как не требуют специального двухфазного источника питания, изготовление которого в ряде случаев представляет значительные трудности. Фазовращатели с однофазной запиткой имеют погрешность преобразования угла поворота в фазу, обусловленную нестабильностью фазовых характеристик каналов запитки фазовращателя, каналов опорного и выходного напряжений, неточностью настройки фазовращателя, нестабильностью его параметров, нестабильностью частоты питающего напряжения, неидеально-

стью соотношений внутренних параметров поворотного трансформатора [Л. 1].

Как показывает анализ, погрешность двухфазного фазовращателя обусловлена теми же факторами. Однако при этом необходимо иметь в виду, что ряд элементов со своими составляющими погрешности теперь принадлежит двухфазному источнику питания.

Известны методы коррекции погрешностей фазовращателей путем применения специальных схем [Л. 2 и 3], за счет выбора места получения опорного сигнала [Л. 4], применения фильтров обратной последовательности [Л. 5], непрерывного вращения ротора фазовращателя [Л. 6], переключения обмоток при использовании в преобразователях угол — код [Л. 7–9].

Дальнейшее повышение точности фазовращателей, требующееся в различных областях науки и техники, в настоящее время ограничивается возможностями технологий.

Одним из методов уменьшения собственных технологических погрешностей поворотного трансформатора, коррекции погрешностей фазовращателей, создания фазовращателей с высокой параметрической надежностью, некритичных к нестабильности параметров и точности настройки их элементов мо-

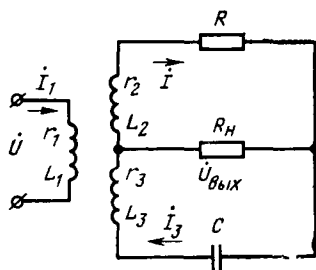


Рис. 1.

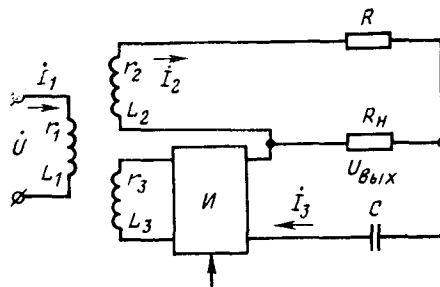


Рис. 2.

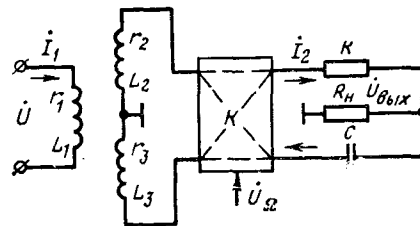


Рис. 3.

жет быть метод периодического преобразования их структуры [Л. 10—12 и 16—19], основанный, на наш взгляд, на дальнейшем развитии коммутационно-модуляционных методов преобразования сигналов [Л. 13—15].

Рассмотрим фазовращатель на основе поворотного трансформатора с однофазной запиткой, для которого справедлива схема замещения (рис. 1) [Л. 1] и выражение для выходного напряжения которого без учета потерь в стали и насыщения пакетов ротора и статора при синусоидальности напряжения питания имеет вид [Л. 1] ( $\varphi \gg \beta$ ):

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{\dot{U}R_H}{\Delta} [jx_{m1} \cos \varphi (r_3 + jx_3 - jx_c) - jx_{m2} \sin \varphi (r_2 + R + jx_2) + jx_{m3} \beta (jx_{m1} \cos \varphi - jx_{m2} \sin \varphi)], \quad (1)$$

где  $\Delta = (r_1 + jx_1)(r_2 + R + R_H + jx_2)(r_3 + R_H + jx_3 - jx_c) - (r_1 + jx_1)(jx_{m3} \sin \beta - R_H)^2 + x_{m1}^2 \cos^2 \varphi (r_2 + R_H + jx_3 - jx_c) + x_{m2}^2 \sin^2 \varphi (r_2 + R + R_H + jx_2) - x_{m1}x_{m2} \sin 2\varphi (jx_{m3} \sin \beta - R_H)$ .

Здесь  $r_1, r_2, r_3$  — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток;  $x_1, x_2, x_3$  — индуктивные сопротивления первичной и вторичной обмоток;  $x_{m1}, x_{m2}$  — индуктивные сопротивления взаимной индукции первой и второй вторичных обмоток;  $x_{m3}$  — индуктивное сопротивление взаимной индукции вторичных обмоток;  $\varphi$  — угол поворота ротора;  $\beta$  — угол, характеризующий неперпендикулярность двух вторичных обмоток;  $R, x_c$  — значения сопротивлений фазосдвигающей цепочки.

Для идеального случая должны быть выполнены следующие условия [Л. 1]:

$$r_2 = r_3 = x_2 = x_3; \quad x_{m1} = x_{m2} = x_{m3}; \quad \beta = 0;$$

синусоидальность изменения коэффициентов взаимной индукции в функции угла поворота ротора;

синусоидальность напряжения источника питания;

$$R = x_c - 2r_2.$$

При этом выражение (1) будет иметь вид [Л. 1]:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{j\dot{U}x_m R_H m_1}{\Delta} e^{-j(\phi_1 + \varphi)},$$

где

$$m_1 = \sqrt{r_3^2 + (x_3 - x_c)^2}; \quad \phi_1 = \arctg \frac{x_3 - x_c}{r_3}. \quad (2)$$

Идея метода коррекции погрешностей фазовращателей путем периодического преобразования их структуры состоит в одновременном или периодическом преобразовании структуры фазовращателей, что ведет к разделению его выходного сигнала на полезную составляющую и составляющую, обусловленную погрешностями преобразования; в выделении составляющей, содержащей полезный сигнал. Метод реализуется путем переключения напряжений относительно входов фазорасщепителя [Л. 18 и 19] (рис. 3), инвертирования напряжения со вторичной обмотки [Л. 16, 17 и 19] (рис. 2), одновременного переключения и инвертирования напряжений (рис. 4). Это позволяет разделить фазу выходного напряжения фазовращателя на две составляющие: фазомодулированную с частотой коммутации и фазопостоянную, одна из которых содержит информацию об угле поворота, а другая — сигнал, пропорциональный корректируемому ошибкам преобразования.

Для анализа методов коррекции погрешностей рассмотрим ФВ, выполненный по схемам (рис. 2—4), без учета особенностей переходных процессов в индуктивных цепях, обусловленных работой фазоинвертора (И) и коммутатора (К), составляющие которых могут быть удалены в выходном сигнале ФВ путем стробирования [Л. 15].

Рассмотрим применение предлагаемого метода и реализующего его устройства на примере коррекции составляющей погрешности, обусловленной только неравенством активных и индуктивных сопротивлений вторичных обмоток. Для этого воспользуемся методикой [Л. 1]. Считая отклонения указанных параметров и их соотношений от идеальных малыми, получим выражение для выходного напряжения фазовращателя, имеющего периодическое инвертирование с частотой  $\Omega$  напряжения с одной из вторичных обмоток поворотного транс-

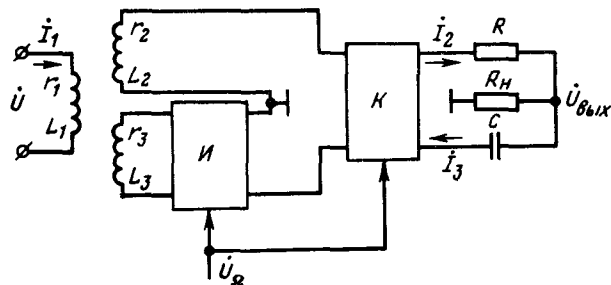


Рис. 4.

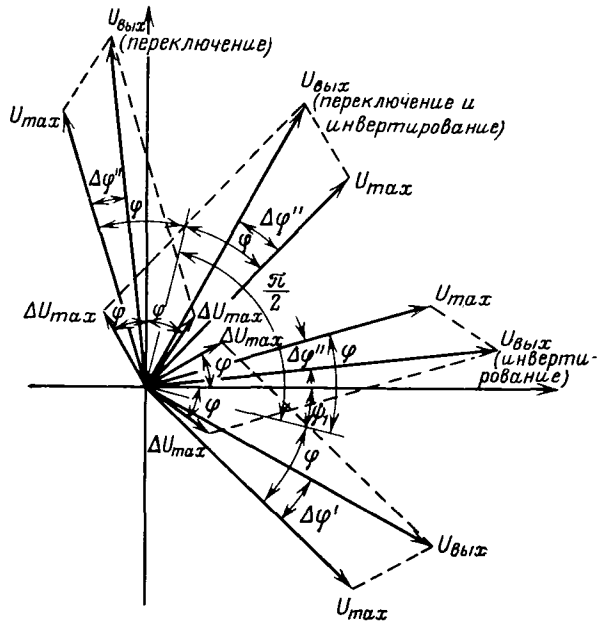


Рис. 5.

форматора [Л. 16, 17 и 19] (рис. 2):

$$U_{\text{вых}} = -\frac{UR_n}{\Delta} [jx_m \cos \varphi (r_2 + jx_2 - jx_c) + jx_m \cos \varphi (\Delta r + j\Delta x) - jx_m \sin \varphi (r_2 + R + jx_2) f(t)], \quad (3)$$

где  $r_3 = r_2 + \Delta r$ ;  $x_3 = x_2 + \Delta x$ ;  $f(t)$  — функция модуляции, принимающая в данном случае следующие значения:

$$f(t) = 1 \quad \text{при} \quad 2i \frac{T_{\Omega}}{2} < t < (2i+1) \frac{T_{\Omega}}{2};$$

$$f(t) = -1 \quad \text{при} \quad 2i+1 \frac{T_{\Omega}}{2} < t < 2(i+1) \frac{T_{\Omega}}{2};$$

$T_{\Omega}$  — период коммутации;  $i = 0, 1, 2, 3 \dots$ ; или

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{max}} e^{-j[\psi_1 + \varphi f(t) + \psi_0]} + \Delta \dot{U}_{\text{max}} \cos \varphi e^{-j(-\psi_3 + \psi_0)}, \quad (4)$$

где  $\psi_3 = -\arctg \frac{\Delta x}{\Delta r}$ ;  $\psi_0 = \arg(\Delta)$ .

Для определения погрешности воспользуемся векторной диаграммой (рис. 5), построенной для произвольного  $\psi_0$ , из которой получим:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} [-\psi_1 + \varphi f(t) + \Delta \varphi] = \\ = \frac{U_{\text{max}} \sin [-\psi_1 - \varphi f(t)] + \Delta U_{\text{max}} \cos \varphi \sin (-\psi_3)}{U_{\text{max}} \cos [-\psi_1 - \varphi f(t)] + \Delta U_{\text{max}} \cos \varphi \cos (-\psi_3)}. \end{aligned} \quad (5)$$

На векторной диаграмме  $\Delta \varphi'$  — ошибка фазовращателя в первый полупериод коммутации;  $\Delta \varphi''$  — ошибка во второй полупериод коммутации.

Из (5) определяем погрешность:

$$\Delta \varphi = \Delta_1 \sin \varphi \cos (\psi_3 - \psi_1) f(t) - \Delta_1 [\cos 2\varphi \sin (\psi_3 - \psi_1) + \sin (\psi_3 - \psi_1)], \quad (6)$$

где

$$\Delta_1 = \frac{\sqrt{\Delta r^2 + \Delta x^2}}{2}.$$

Обозначим первое слагаемое в этой формуле  $\Delta_1$ , а второе  $\Delta_2$ , тогда

$$\Delta_1 = \frac{\Delta \varphi' - \Delta \varphi''}{2}; \quad \Delta_2 = \frac{\Delta \varphi' + \Delta \varphi''}{2}.$$

Фаза  $\dot{U}_{\text{вых}}$  в рассматриваемом случае:

$$\varphi_{\dot{U}_{\text{вых}}} = [-\varphi + \Delta_1 \sin 2\varphi \cos (\psi_3 - \psi_1)] f(t) - \Delta_2 [\cos 2\varphi \sin (\psi_3 - \psi_1) + \sin (\psi_3 - \psi_1)]. \quad (7)$$

При периодическом переключении напряжений со вторичных обмоток поворотного трансформатора относительно  $RC$ -цепи [Л. 16—19] (рис. 3) с частотой  $\Omega$  выражение для  $U_{\text{вых}}$  (1) примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{\dot{U}_{R_n}}{\Delta} \{ jx_m (r_2 + jx_2 - jx_c) [\cos \varphi \lambda(t) - \\ - \sin \varphi (1 - \lambda(t))] + jx_m (\Delta r + j\Delta x) [\cos \varphi \lambda(t) - \\ - \sin \varphi (1 - \lambda(t))] + jx_m (r_2 + R + jx_2) [-\sin \varphi \lambda(t) + \\ + \cos \varphi (1 - \lambda(t))] \}, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $\lambda(t) = 1$  при  $2i \frac{T_{\Omega}}{2} < t < (2i+1) \frac{T_{\Omega}}{2}$ ;

$$\lambda(t) = 0 \quad \text{при} \quad (2i+1) \frac{T_{\Omega}}{2} < t < 2(i+1) \frac{T_{\Omega}}{2},$$

или

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_{\text{max}} e^{-j[\psi_1 + (\varphi + \frac{\pi}{4}) f(t) + \psi_0]} + \\ + \Delta \dot{U}_{\text{max}} [\cos \varphi \lambda(t) - \sin \varphi (1 - \lambda(t))] e^{-j(\psi_3 + \psi_0)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Из векторной диаграммы (рис. 5) найдем погрешность:

$$\Delta \varphi = [\Delta_1 \cos 2\varphi \sin (\psi_3 - \psi_1)] f(t) + \Delta_2 [\sin 2\varphi \cos (\psi_3 - \psi_1) - \sin (\psi_3 - \psi_1)], \quad (10)$$

тогда фаза  $\dot{U}_{\text{вых}}$

$$\begin{aligned} \varphi_{\dot{U}_{\text{вых}}} = \left[ -\varphi - \frac{\pi}{4} + \Delta_1 \cos 2\varphi \sin (\psi_3 - \psi_1) \right] f(t) + \\ + \Delta_2 [\sin 2\varphi \cos (\psi_3 - \psi_1) + \sin (\psi_3 - \psi_1)]. \end{aligned} \quad (11)$$

В случае периодического с частотой  $\Omega$  инвертирования напряжения с одной из вторичных обмоток и переключения напряжений относительно  $RC$ -цепи [Л. 17—19] (рис. 4) фазу  $U_{\text{вых}}$  можно найти аналогично случаям, рассмотренным выше, используя векторную диаграмму (рис. 5):

$$\begin{aligned} \varphi_{\dot{U}_{\text{вых}}} = -\varphi + \pi/4 - \Delta_1 \sin (\psi_3 - \psi_1) - \\ - \Delta_2 \sin (\psi_3 - \psi_1 - 2\varphi) f(t). \end{aligned} \quad (12)$$

Определим погрешность фазовращателя в результате изменения частоты источника питания. Рассмотрим выражение выходного напряжения фазовращателя  $\dot{U}_{\text{вых}}$  (1), отличающееся от идеального следующими условиями:

$$m_2 = m_1 + \Delta m; \quad \psi_2 = \pi/2 - \psi_1 - \Delta \varphi, \quad (13)$$

где

$$m_2 = \sqrt{(r_2 + R)^2 + x_2^2}; \quad \psi_2 = \arctg \frac{x_2}{r_2 + R}, \quad (14)$$

тогда получим:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{jx_m \dot{U}_{R_n}}{\Delta} \left[ m_1 e^{-j\psi_1} \cos \varphi - \right. \\ \left. - (m_1 + \Delta m) \sin \varphi e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \psi_1 - \Delta \varphi\right)} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

Преобразуем это выражение к виду:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = - \frac{j x_m \dot{U}_R m_1}{\Delta} e^{-j(\varphi_1 + \varphi)} - \frac{j x_m \dot{U}_R m_1 \sin \varphi \Delta_7}{\Delta} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_1 + \alpha\right)}, \quad (16)$$

где

$$\Delta_7 = \sqrt{2 \left[ 1 - \cos \Delta \varphi \left( 1 + \frac{\Delta m}{m_1} + \frac{\Delta}{m} \right) \right] - \frac{\Delta^2}{m^2}}; \quad (17)$$

$$\alpha = \arctg \frac{\left( 1 + \frac{\Delta m}{m} \right) \Delta \varphi}{1 - \cos \Delta \varphi \left( 1 + \frac{\Delta m}{m_1} \right)}.$$

Аналогично выводам, приведенным выше, для фаз напряжений на выходах фазовращателей можно получить выражения, которые для схемы на рис. 3 будут соответственно равны:

$$\varphi_{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}} = \left( -\varphi + \frac{\Delta_7}{2} \cos \alpha \sin 2\varphi \right) f(t) + \frac{\Delta_7}{2} (\sin \alpha \cos 2\varphi - \sin \alpha);$$

$$\varphi_{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}} = \left( -\varphi - \frac{\pi}{4} + \frac{\Delta_7}{2} \sin \alpha \cos 2\varphi \right) f(t) + \frac{\Delta_7}{2} (\cos \alpha \sin 2\varphi - \sin \varphi);$$

$$\varphi_{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}} = \left( -\varphi + \frac{\pi}{4} - \frac{\Delta_7}{2} \sin \alpha \right) - \frac{\Delta_7}{2} \sin (\alpha + 2\varphi) f(t).$$

Обычно

$$\left. \begin{aligned} x_c &\gg |r_s + jx_s|; \\ R &\gg |r_2 + jx_2|; \\ R_n &\gg x_c, \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

и выражение (1) принимает вид:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{j \dot{U}_m (j x_c \cos \varphi + R \sin \varphi)}{x_1 (R - j x_c)}. \quad (20)$$

Из (2), (13), (14), (17) и (20) следует, что при уходе частоты от идеальной или расстройке RC-цепи значение  $\alpha=0$ . Подставив  $\alpha=0$  в (18), получим:

$$\varphi_{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}} = \left( -\varphi - \frac{\pi}{4} \right) f(t) + \frac{\Delta_7}{2} \sin \varphi. \quad (21)$$

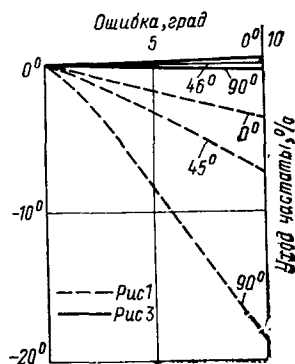


Рис. 6.

Как видно из (21), периодическое переключение выходных напряжений поворотного трансформатора относительно RC-цепи (рис. 3) [Л. 18—19] позволяет получить полезную информацию в виде фазомодулированной величины, а погрешность в виде фазопостоянной. Это дает возможность разделить эти составляющие выходного напряжения и тем самым повысить точность фазовращателя

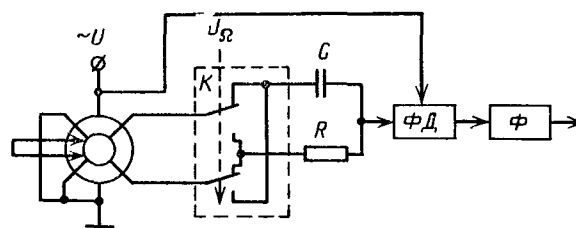


Рис. 7.

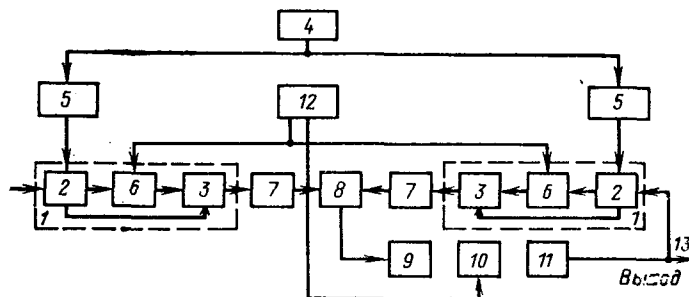


Рис. 8.

На рис. 6 приведен экспериментальный график ошибок фазовращателя, обусловленных уходом частоты от идеальной для фазовращателя без преобразования структуры (рис. 1) и с преобразованием структуры (рис. 3) при разных углах  $\varphi$  поворота ротора. Нетрудно заметить, что коммутация позволяет значительно повысить точность фазовращателя.

Аналогичный анализ был проделан авторами для следующих видов погрешностей фазовращателей: 1) от неравенства активных и индуктивных сопротивлений вторичных обмоток; 2) от неравенства индуктивных сопротивлений взаимной индукции вторичных обмоток; 3) от неперпендикулярности вторичных обмоток; 4) от несинусоидальности выходного напряжения в функции угла поворота  $n=3+4i$  [Л. 1]; 5) от несинусоидальности выходного напряжения в функции угла поворота  $n=2+4i$  [Л. 1]; 6) от несинусоидальности выходного напряжения в функции угла поворота  $n=4+4i$  [Л. 1]; 7) от несинусоидальности выходного напряжения в функцию угла поворота  $n=5+4i$ ; 8) от несинусоидальности напряжения источника питания (3-я гармоника); 9) от изменения частоты источника питания или расстройки фазовращателя; 10) от емкостной связи вторичных обмоток.

Анализ показал, что инвертирование сигнала с одной из вторичных обмоток позволяет одновременно уменьшить максимальное значение следующих видов погрешностей 1, 3, 5, 6, 9 и 10. Переключение сигналов со вторичных обмоток одновременно уменьшает максимальные значения погрешностей 1, 3, 9 и 10, при этом погрешность вида 5 исключается полностью. Инвертирование сигнала с одной из вторичных обмоток и одновременно переключение сигналов со вторичных обмоток уменьшают максимальные значения погрешностей 1, 3, 5, 6, 8,

9 и 10. Аналогичное исследование двухфазных индукционных фазовращателей дано в [Л. 20].

По результатам анализа можно выбрать метод определения составляющих погрешности преобразования угол — фаза, провести синтез алгоритма коррекции серии наиболее существенных погрешностей, что позволит создавать фазовращатели с автоматической коррекцией погрешностей и самонастройкой.

Полезная составляющая выходного сигнала может быть фазомодулированной или фазопостоянной — это зависит от вида примененного метода изменения структуры. Фазомодулированный и фазопостоянный сигналы с помощью фазового детектора преобразуются в сумму постоянного и переменного с частотой изменения структуры напряжений. Полезная составляющая и составляющая ошибки легко выделяются с помощью фильтрации.

Рассмотрим примеры применения методов коррекции. На рис. 7 представлена схема преобразователя угол — напряжение [Л. 18 и 19], в котором для периодического изменения структуры применен переключатель *K*, а для выделения полезной (в данном случае модулированной) составляющей, несущей информацию об угле поворота ротора, используются фазовый дискриминатор ФД и фильтр Ф. В схеме производится коррекция составляющих погрешности преобразования 1, 3, 5, 9, 10 и дрейфа ФД. На рис. 8 представлена блок-схема фазовой следящей системы [Л. 17 и 19]. В качестве датчика задания и обратной связи применены фазовращатели 1, выполненные на поворотном трансформаторе 2 с RC-цепью 3 на выходе. Фазовращатели питаются однофазным напряжением от генератора запитывающего напряжения 4 через усилители 5. Между одним из выходов каждого поворотного трансформатора и одним из входов цепей 3 включены фазоинверторы 6. Выходы RC-цепей 3 через усилители 7 соединены с фазовым дискриминатором 9, который через усилитель переменного тока 9 управляет исполнительным двигателем 10. Двигатель через редуктор 11 связан с валом одного из фазовращателей 1. Генератор модулирующей частоты 12 соединен с фазоинверторами 6 и исполнительным двигателем 10. В системе производится коррекция составляющих погрешности от конструктивных и технологических параметров поворотных трансформаторов 1, 3, 5, 6, 9 и 10 и помех в цепях преобразования сигналов, обусловленных нестабильностью и неидентичностью фазовых сдвигов усилителей 5 и 7, дрейфом фазового дискриминатора 8.

Предложенные в статье методы коррекции погрешностей были применены в ряде преобразователей: угол — фаза, угол — фаза — код, угол — фаза — напряжение, напряжение — угол, фаза — угол [Л. 11 и 19], а также в следящих системах [Л. 17 и 19] и системах числового программного управления станками и роботами-манипуляторами [Л. 21].

**Выводы 1.** Периодическое преобразование структуры фазовращателей позволяет разделить фазу его напряжения на две составляющие: фазомодулированную с частотой изменения структуры и фазо-

постоянную, одна из которых содержит полезную информацию, а вторая — часть ошибок. Полезная составляющая может быть легко выделена, например, с помощью фазового дискриминатора и фильтра, а вторая составляющая подавлена. Это дает возможность уменьшить или исключить влияние на точность фазовращателя ряда конструктивных и технологических погрешностей, таких как: неравенство активных и индуктивных сопротивлений, неперпендикулярность обмоток, несинусоидальность выходного напряжения в функции угла поворота, емкостная связь между обмотками, уход параметров фазорасщепителя и частоты источника питания, неточность настройки фазорасщепителя.

2. Периодическое преобразование структуры фазовращателя ведет к модуляции полезной составляющей его выходного сигнала относительно конструктивных и технологических погрешностей, а также помех, действующих в каналах преобразования сигнала, что позволяет говорить о ряде особенностей структурной модуляции.

3. Представление полезной информации в виде фазомодулированной величины устраняет влияние на точность фазовращателя фазовых сдвигов и их нестабильностей в согласующих и преобразовательных устройствах.

4. Результаты анализа ошибок фазовращателя на основе поворотного трансформатора с периодически преобразуемой структурой позволяют выбрать для разных типов поворотных трансформаторов такие варианты изменения структуры, которые уменьшают или устраняют доминирующие составляющие погрешности преобразования.

5. Применение фазовращателей с периодическим преобразованием структуры, преобразующих угол поворота в фазу напряжения на частоте коммутации, позволяет создать новые структуры устройств автоматики, измерительной и вычислительной техники, нечувствительные к дрейфу параметров и погрешностям реализации [Л. 11, 12, 21 и 22].

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ахметжанов А. А. Системы передачи угла повышенной точности. М.—Л., «Энергия», 1966.
2. Артюхов Е. А. Фазовращатель. А. С. № 274687 (СССР). Опубл. в бюл.—«Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1970, № 21.
3. Васильев В. Н., Барменков С. Я. Индукционный фазовращатель. — В кн.: Элементы цифровых систем управления. Л., «Наука», 1971.
4. Ахметжанов А. А., Лукиных Н. В. Индукционный редуктосин. М., «Энергия», 1971.
5. Сафонов Л. Н. Фазовращатели с фильтром обратной последовательности. — «Электричество», 1971, № 5.
6. Устройство для проверки линейности характеристик преобразователей угол — фаза. А. С. № 310279 (СССР). Опубл. в бюл.—«Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 23. Авт.: А. Е. Макиевский, В. П. Кашлев, Д. В. Колесов и др.
7. Курахтанов Г. И., Москалев А. И., Тараев В. Ф. Способ преобразования угла поворота вала фазовращателя в код. А. С. № 317090 (СССР). Опубл. в бюл.—«Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки». 1971. № 30.
8. Преобразователь угол — код. А. С. № 407370 (СССР). Опубл. в бюл.—«Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 46. Авт.: Г. И. Курахтанов, А. И. Москалев, М. Ф. Растанаева и др.
9. Курахтанов Г. И., Москалев А. И., Тараев В. Ф. Способ преобразования угла поворота вала в код. А. С. № 407367

(СССР). Оpubл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 46.

10. Крепышев Г. Б., Соболевский А. С., Смолин В. И. Исследование фазовращателей с периодическим преобразованием. — В кн.: Коммутационно-модуляционные методы и системы для получения измерительной информации о технологических процессах. Тезисы докладов III Республиканской научно-технической конференции. Киев, 1973.

11. Крепышев Г. Б., Соболевский А. С. Измерительные преобразователи и системы на электромеханических фазовращателях с периодически изменяемой структурой. — В кн.: Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных устройств. Тезисы докладов II республиканской научно-технической конференции. Умань, 1975, вып. II.

12. Крепышев Г. Б. Алгоритм коррекции аддитивных погрешностей реализации систем измерительной техники и автоматики. Там же.

13. Орнатский П. П. Автоматические измерительные приборы. Киев, «Техника», 1965.

14. Гриневич Ф. Б. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск, 1964 (РИО СО АН СССР).

15. Скрипник Ю. А. Методы преобразования и выделения измерительной информации из гармонических сигналов. Киев, «Наукова думка», 1971.

16. Способ преобразования угла поворота в фазу переменного напряжения. А. С. № 362577 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 2, 1974, № 14. Авт.: Г. Б. Крепышев, Т. К. Подлинева, В. И. Смолин, А. С. Соболевский.

17. Фазовая следящая система. А. С. № 317041 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1971, № 30. Авт.: Г. Б. Крепышев, Т. К. Подлинева, В. И. Смолин, А. С. Соболевский.

18. Фазовращатель. А. С. № 361735 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 1; 1974, № 14. Авт.: Г. Б. Крепышев, Т. К. Подлинева, В. И. Смолин, А. С. Соболевский.

19. Устройство для преобразования угла поворота вала в фазу переменного напряжения и фазовая следящая система, выполненная на его основе. Патенты: Бельгии № 788133, Англии № 1364005, ГДР № 99239, ФРГ № 2239941, Чехословакии № 161361, Франции № 7.231.220. Авт.: Г. Б. Крепышев, Т. К. Подлинева, В. И. Смолин, А. С. Соболевский.

20. Крепышев Г. Б., Соболевский А. С. Алгоритмы коррекции погрешности электромеханических фазовращателей путем коммутации двухфазного запитывающего напряжения. — В кн.: Методы повышения точности устройств измерительной техники на железнодорожном транспорте. Свердловск, 1976, с. 27—35 (Уральский электромеханический институт инженеров железнодорожного транспорта. Сб. научных трудов № 51).

21. Импульсно-фазовая система программного управления. А. С. № 481024 (СССР). Оpubл. в бюл. — «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1975, № 3. Авт.: П. С. Иванов, В. П. Росляков, Г. Б. Крепышев и др.

22. Крепышев Г. Б. Коррекция погрешностей измерительных преобразователей методом инвертирования. — «Изв. вузов СССР. Приборостроение», 1977, № 2.

[29.4.1976]



УДК 62-83:[621.313.333+621.314.26]

## Сравнение частотных электроприводов на базе асинхронных машин и преобразователей частоты с непосредственной связью

Доктора техн. наук ТУЛИН В. С., ШАКАРЯН Ю. Г.,  
канд. техн. наук БАБИЧЕВ Ю. Е.

Москва

В настоящее время помимо частотно-управляемого асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором (ЧАДК) [Л. 1—3] известны и такие электрические машины, как асинхронизированный синхронный двигатель (АСД) [Л. 4, 5] и двигатель двойного питания с последовательным (или параллельным) соединением обмоток статора и ротора (ДПСО) [Л. 6, 7]. Последние два типа электрических машин созданы на базе асинхронного двигателя с фазным ротором. Схемы включения машин показаны на рис. 1. Особенностью ДПСО является вращение ротора с двойной угловой скоростью магнитного поля в зазоре благодаря встречному соединению фазных обмоток статора и ротора. Причем для наилучшего использования электрической машины необходимо в ДПСО иметь одинаковые параметры обмоток статора и ротора [Л. 6].

В настоящей статье определяются целесообразные области применения частотно-управляемых электроприводов на базе асинхронных машин ЧАДК, ДПСО, АСД при питании их от преобразователя частоты с непосредственной связью (ПЧНС). Рассматриваются статические свойства электроприводов: диапазон регулирования угловой скорости; потери активной мощности; перегрузочная способность; энергетические показатели. Известно, что выбором соответствующих законов

управления и структур регуляторов напряжения питания обеспечивается устойчивость в рассматриваемых статических режимах, а также желаемые динамические свойства приводов. Вопросы управления машин в настоящей статье не рассматриваются.

Сравниваемые типы электрических машин используются в качестве приводных двигателей для некоторого механизма (машины), требующего обеспечить момент на валу  $M_{в0}$  при наибольшей угловой скорости вала двигателя  $\omega_{рmax}$ . При этом считаем, что в пределах требуемой мощности на валу  $P_{в0} = M_{в0}\omega_{рmax}$  при  $\omega_{р} < \omega_{рmax}$  момент на валу изменяется произвольно, но его среднее значение за период изменения не превышает  $P_{в0}/\omega_{р}$ .

При сравнении статических свойств электрических машин с частотным управлением принимаем допущения, используемые в теории электрических машин [Л. 1—5, 10]:

характеристика намагничивания является кусочно-линейной;

не учитывается эффект вытеснения тока и активное сопротивление цепи намагничивания<sup>1</sup>;

фазные обмотки машин симметричны в магнитном и электрическом отношениях.

<sup>1</sup> Однако при вычислении потерь активной мощности потерн в магнитопроводе учитываются.

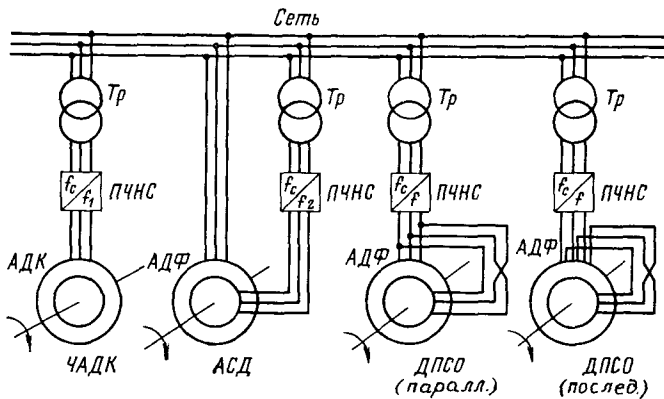


Рис. 1. Схемы включения частотно-управляемых электрических машин на базе асинхронных двигателей.

Учет влияния ПЧНС на энергетические показатели приводов проводится при следующих допущениях:

коммутация с одного вентиля на другой происходит мгновенно;

ток нагрузки синусоидален (нет высших гармонических, нет пауз).

В силу принятых допущений в качестве математической модели частотно-управляемой электрической машины принята система уравнений Парка — Горева обобщенной электрической машины двойного питания [Л. 4, 5, 10]. Из этих уравнений, как частный случай, могут быть получены известные соотношения в ЧАДК, АСД и ДПСО [Л. 3, 5, 6].

**Диапазон регулирования угловой скорости.** Как известно, ПЧНС с естественной коммутацией вентилей позволяет получать на выходе переменный ток (напряжение) частотой, не выше примерно половины частоты питающей его сети (например, для трехфазной мостовой схемы) [Л. 8, 9]. В связи с этим угловая скорость электрических машин по рис. 1 может изменяться при регулировании частоты на выходе ПЧНС от нуля и до наибольшей возможной в пределах: для ЧАДК от нуля и до половины номинальной синхронной ( $\omega_{сн}$ ); для АСД от половины до полуторной номинальной синхронной; для ДПСО от нуля и до номинальной синхронной. Здесь под номинальной синхронной угловой скоростью понимаем угловую скорость магнитного поля в зазоре при питании электрической машины от сети промышленной частоты (50 Гц). В силу этого для обеспечения момента на валу привода  $M_{в0}$  при  $\omega_{рmax}$  необходимы асинхронные двигатели со следующими номинальными мощностями и угловыми скоростями.

Тип привода	Угловая скорость	Мощность
ЧАДК	$2\omega_{рmax}$	$2P_{в0}$
АСД	$\frac{2}{3}\omega_{рmax}$	$\frac{2}{3}P_{в0}$
ДПСО	$\omega_{рmax}$	$P_{в0}$

Из этих данных следует, что при регулировании частоты на выходе ПЧНС в пределах от нуля и до половины частоты питающей сети, угловая скорость ротора ЧАДК и ДПСО может изменяться в диапазоне от 0 до  $\omega_{рmax}$ , а угловая скорость АСД —

от  $\frac{1}{3}\omega_{рmax}$  до  $\omega_{рmax}$ . Поэтому для пуска АСД необходимы специальные устройства (схемы), в то время как ЧАДК и ДПСО запускаются плавным увеличением частоты питания от нуля.

**Потери мощности в обмотках и магнитопроводе. Перегрузочная способность.** Как известно, нагрев электрической машины определяется в основном потерями активной мощности в меди обмоток и в магнитопроводе. В относительных единицах эти потери определяются по известным формулам [Л. 3]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{м1} &= R_1 I_1^2; \quad \Delta P_{м2} = R'_2 (I'_2)^2; \\ \Delta P_c &= \Delta P_{ст1} + \Delta P_{ст2} = k_{ст1} \omega_1 (1 + k_{в1} \omega_1) + k_{ст2} \omega_2 (1 + k_{в2} \omega_2), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $R_1$  и  $R'_2$  — активные сопротивления обмоток статора и приведенной обмотки ротора;  $I_1$  и  $I'_2$  — действующие значения токов в обмотке статора и в приведенной обмотке ротора;  $k_{ст1}$  и  $k_{ст2}$  — коэффициенты потерь мощности на гистерезис в стали статора и ротора;  $(k_{ст1}, k_{в1})$ ;  $(k_{ст2}, k_{в2})$  — коэффициенты потерь мощности на вихревые токи в стали статора и ротора.

Потери в стали (1) соответствуют режиму работы с постоянным магнитным потоком в зазоре. Такой режим будем считать рабочим для ЧАДК и ДПСО. Рассмотрим соотношение:

$$\frac{(\Delta P_{м1} + \Delta P_{м2})_{ДПСО}}{(\Delta P_{м1} + \Delta P_{м2})_{ЧАДК}} = \alpha. \quad (2)$$

Показатель  $\alpha$  определяет соотношение между потерями активной мощности в обмотках ДПСО и ЧАДК. В режиме постоянства магнитного потока можно выразить токи в обмотках через момент нагрузки на валу ( $M_{в0}$ ) и получить зависимость  $\alpha = f(M_{в})$ . Такая зависимость приведена на рис. 2, где  $M_{в}$  взят в относительных единицах к критическому моменту асинхронного двигателя, на базе которого создана данная машина, при номинальном напряжении и критическом скольжении<sup>2</sup>. Зависимости построены для машин с одинаковыми параметрами обмотки статора и приведенной обмотки ротора, т. е.  $L'_2 = L_1 = L$ ;  $L'_2 = L_{л1} = L_{л}$ ;  $R'_2 = R_1 = R$  (обозначения см. ниже). Такое допущение возможно, поскольку практически у всех серийно выпускаемых АД эти параметры в относительных единицах достаточно близки. Расчеты по (2) проводились по соотношениям, приведенным в приложении 1, для машин с параметрами  $L_m = 4,0$  (сплошные кривые на рис. 2),  $L_m = 2,0$  (пунктирные кривые) и  $L_l = 0,05$  (кривые 1),  $L_l = 0,10$  (кривые 2),  $L_l = 0,15$  (кривые 3). Как видно из кривых рис. 2, потери активной мощности в обмотках ДПСО меньше, чем в обмотках ЧАДК, причем тем меньше, чем больше момент нагрузки на валу.

<sup>2</sup> Как известно [Л. 10], критический момент асинхронного короткозамкнутого двигателя равен

$$M_{кр} \approx \frac{L_m^2 U^2}{\omega^2 [(L_l + L_m)^2 - L_m^2] 2(L_l + L_m)} \approx \frac{U^2}{4\omega^2 L_l}$$

при одинаковых параметрах обмотки статора и приведенной обмотки ротора.



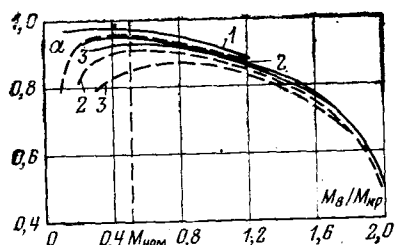


Рис. 2. Зависимость относительных потерь мощности  $\alpha$  в ЧАДК и ДПСО от нагрузки на валу.

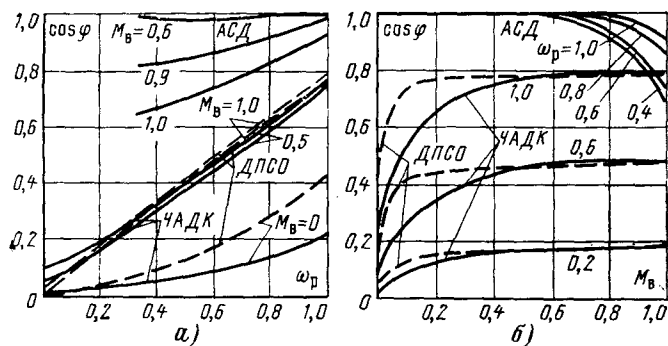


Рис. 3. Зависимость  $\cos \varphi$  от частоты вращения ротора при заданном моменте нагрузки на валу (а) и от момента нагрузки на валу при заданной частоте вращения ротора (б).

Потери в магнитопроводе ЧАДК в соответствии с (1) равны

$$(\Delta P_{ст})_{ЧАДК} \approx k_{ст1} \omega_p (1 + k_{в1} \omega_p) \quad (3)$$

при  $s\omega \ll \omega_1$ ;  $\omega_1 \approx \omega_p$

и потери в стали ДПСО по (1)

$$\begin{aligned} (\Delta P_{ст})_{ДПСО} &= 2k_{ст1} \frac{\omega_p}{2} \left( 1 + k_{в1} \frac{\omega_p}{2} \right) = \\ &= k_{ст1} \omega_p \left( 1 + k_{в1} \frac{\omega_p}{2} \right), \end{aligned} \quad (4)$$

поскольку  $\omega_p = 2\omega_1$ .

Из сравнения (3) и (4) следует, что потери активной мощности в магнитопроводе ДПСО меньше, чем в ЧАДК при одинаковых  $k_{ст1}$  и  $k_{в1}$ . Рассчитывать потери в АСД в режиме постоянства магнитного потока нецелесообразно, так как можно показать (см. приложение 2), что такой режим характеризуется существенным изменением реактивной мощности при изменении нагрузки на валу, что приводит к низким энергетическим показателям.

В то же время в АСД имеется возможность с помощью регулирования напряжения возбуждения обеспечить работу машины в режиме наибольшего к. п. д. Поэтому потери в АСД рассматриваем в режиме наибольшего к. п. д. (см. приложение 2). Потери в стали статора постоянны и определяются частотой питающей сети. Потери в стали ротора определяются лишь частотой токов в роторе (угловой скоростью вращения ротора) и не зависят от нагрузки на валу и напряжения возбуждения. А так как с помощью управления напряжением возбуждения можно регулировать лишь токи в обмотках при заданной нагрузке на валу, то режим наибольшего к. п. д. эквивалентен режиму минимума потерь в обмотках. Для такого режима работы мож-

но показать (см. приложение 1), что потери в АСД и ДПСО примерно равны и зависимости рис. 2 справедливы как для АСД, так и для ДПСО.

Как следует из рис. 2 в номинальном режиме ( $M_b = M_{ном}$ ) потери в ЧАДК на 5—15% больше, чем в ДПСО (АСД). С ростом нагрузки потери в ЧАДК растут быстрее, чем в ДПСО (АСД). Однако длительно работать с нагрузками больше номинальной электрическая машина не может, поэтому при  $M_b > M_{ном}$  кривые рис. 2 справедливы лишь при кратковременном приложении нагрузки. Это означает, что при одних и тех же токах в обмотках (потерях), ДПСО и АСД могут развивать большие вращающие моменты, чем ЧАДК, т. е. имеют большую перегрузочную способность при прочих равных условиях.

Это свойство позволяет рекомендовать использование ДПСО или АСД в приводах с изменяющейся нагрузкой, носящей пиковый характер. К таким приводам относятся, например, приводы металлургических прокатных станов, дробилок, ротора роторного экскаватора, черпаковой цепи драги и т. п. При этом установленная мощность ДПСО или АСД будет меньше, чем ЧАДК, или при одинаковых мощностях первые будут перегреваться слабее, чем последний. Это позволит повысить надежность работы привода и снизить мощность ПЧНС для ДПСО и АСД по сравнению с ЧАДК.

**Энергетические показатели.** Под энергетическими показателями будем понимать значения коэффициента мощности ( $\cos \varphi$ ) и к. п. д. системы электропривода, включающей собственно электрическую машину, преобразователь частоты и трансформатор для питания ПЧНС.

В [Л. 11, 12] получены формулы для определения реактивной мощности в сети, от которой получает питание трансформатор и ПЧНС (эта формула справедлива для арксинусоидального закона управления ПЧНС):

$$Q_{тр} = -\frac{4}{\pi} (U_{вых})_{max} (I_{вых})_{ПЧНС} \frac{2}{\pi} E. \quad (5)$$

Здесь  $(U_{вых})_{max}$  и  $(I_{вых})_{ПЧНС}$  соответственно наибольшее напряжение на выходе ПЧНС и ток на выходе;  $E$  — нормальный полный эллиптический интеграл второго рода от аргумента  $(U_{вых})_{ПЧНС} / (U_{вых})_{max}$ . При

практических расчетах можно предположить аппроксимацию функции  $E \left( \frac{(U_{вых})_{ПЧНС}}{(U_{вых})_{max}}; \frac{\pi}{2} \right)$  приближенным выражением:

$$\frac{2}{\pi} E \left( \frac{(U_{вых})_{ПЧНС}}{(U_{вых})_{max}}; \frac{\pi}{2} \right) \approx 1,00 - 0,315 \left[ \frac{(U_{вых})_{ПЧНС}}{(U_{вых})_{max}} \right]^2. \quad (6)$$

При этом ошибка не превышает 5%. Расчеты реактивной мощности системы электропривода проводились по (5) и (6). Основные расчетные соотношения приведены в приложении 3. Коэффициент мощности подсчитывался по формуле:

$$\cos \varphi_{\Sigma} = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q_{\Sigma}/P_{\Sigma})^2}}; \quad (7)$$

где  $Q_{\Sigma}$  и  $P_{\Sigma}$  — суммарные реактивная и активная мощности, забираемые из сети.

Суммарная активная мощность  $P_{\Sigma}$  рассчитывается как сумма механической мощности ( $P_{\text{мех}}$ ) и суммарных потерь ( $\Delta P_{\Sigma}$ ). В суммарные потери входят потери собственно электрической машины, потери в питающем трансформаторе и потери в ПЧНС. Расчеты  $\Delta P_{\Sigma}$  проводились по соотношениям, приведенным в приложении 4.

Суммарная реактивная мощность представляет собой: для ЧАДК реактивную мощность, забираемую из сети трансформатором ( $Q_{\Sigma \text{ ЧАДК}} = Q_{\text{тр}}$  (рис. 1); для АСД — ( $Q_{\Sigma \text{ АСД}} = Q_0 + Q_{\text{тр}}$  (рис. 1), где  $Q_0$  — реактивная мощность статора АСД. Суммарная реактивная мощность ДПСО равна удвоенной реактивной мощности трансформатора, так как расчеты ( $Q_{\text{тр}}$ ) ДПСО проводятся лишь для статора или ротора. При одинаковых параметрах обмоток  $Q_{\text{тр}}$  одинакова для статорных и роторных обмоток. Поэтому ( $Q_{\Sigma}$ ) ДПСО =  $2Q_{\text{тр}}$ .

На рис. 3 приведены расчетные зависимости  $\cos \varphi_{\Sigma}$  от угловой скорости ротора  $\omega_p$  при заданной нагрузке на валу и от нагрузки на валу при заданной угловой скорости ротора. Необходимо отметить, что  $\cos \varphi_{\Sigma}$  для АСД рассчитан в режиме наибольшего коэффициента мощности (наибольший ток возбуждения).

Из анализа рис. 3 следует, что  $\cos \varphi_{\Sigma \text{ АСД}}$  выше, чем в ЧАДК и ДПСО, причем при малых нагрузках на валу его можно, как известно из [Л. 5], сделать опережающим. Из рис. 3, б следует, что  $\cos \varphi_{\Sigma}$  в ЧАДК и ДПСО практически одинаков для нагрузок, больших  $0,5M_{\text{ном}}$ , а для меньших нагрузок коэффициент мощности ДПСО выше. Причем практически во всем диапазоне нагрузок на валу (кроме близких к нулю)  $\cos \varphi$  ДПСО постоянен. Это свойство можно использовать при применении ДПСО в приводах с изменяющейся нагрузкой на валу.

Рис. 3, б показывает, что коэффициент мощности ЧАДК и ДПСО не превышает 0,8 и с уменьшением угловой скорости падает практически линейно (рис. 3, а), поэтому при использовании таких приводов необходимы устройства для повышения  $\cos \varphi_{\Sigma}$  в сети.

На рис. 4 приведены зависимости к. п. д. сравнимых машин в функции угловой скорости ротора при заданной нагрузке на валу. Из рис. 4 следует, что к. п. д. ДПСО выше, чем у ЧАДК при прочих равных условиях на 5—10%, причем к. п. д. АСД в режиме наибольшего  $\cos \varphi_{\Sigma}$  ниже, чем в ДПСО и ЧАДК при малых нагрузках, что объясняется большими потерями от тока намагничивания (большая реактивная составляющая тока). В режиме наибольшего к. п. д. у АСД он выше, чем в ДПСО.

**Вывод.** Итак, можно дать следующие рекомендации по применению частотно-управляемых электроприводов с ПЧНС на базе асинхронного электродвигателя:

в электроприводах, по условиям работы которых недопустим скользящий электрический контакт, не могут быть использованы АСД и ДПСО;

в электроприводах, требующих полного регулирования угловой скорости (от нуля до максимальной), реверса и частых пусков, не могут быть использованы АСД;

в электроприводах, требующих высоких технико-экономических показателей и неглубокого регулирования угловой скорости (в диапазоне не более 1:3) следует применять АСД;

в электроприводах, на валу которых нагрузка носит резкопеременный характер, можно рекомендовать для использования АСД или ДПСО;

в электроприводах, на валу которых нагрузка резкопеременна с кратковременными пиками значительно превышающими среднюю нагрузку и требующих обеспечения работы на упор, можно рекомендовать для использования ДПСО.

**Приложение 1.** Расчетные соотношения для ЧАДК, ДПСО и АСД при определении а. Для ЧАДК известны следующие соотношения [Л. 3, 10]:

$$\Psi_0^2 = L_m^2 \frac{(R'_2)^2 + (s\omega_1 L'_2)^2}{(R'_2)^2 + (s\omega_1 L'_2)^2} I_1^2; \quad (\text{П1-1})$$

$$M_{\Sigma\text{М}} = \frac{s\omega_1 R'_2}{(R'_2)^2 + (s\omega_1 L'_2)^2} \Psi_0^2, \quad (\text{П1-2})$$

где  $L_2$ ,  $L'_2$ ,  $L_m$  — соответственно индуктивности приведенной обмотки ротора от рабочего потока и потока рассеяния и индуктивность взаимной индукции, причем  $L'_2 = L'_2 + L_m$ ;  $s\omega_1 = (\omega_1 - \omega_p)$  — абсолютная частота скольжения;  $M_{\Sigma\text{М}}$  — электромагнитный момент.

Исключая в (П1-1) и (П1-2) скольжение, получим

$$I_1^2 = \frac{\Psi_0^2}{L_m^2 (L'_2)^2} \frac{a (L'_2)^2 + L'_2 (1 - \sqrt{1-a})^2}{a + (1 - \sqrt{1-a})^2}, \quad (\text{П1-3})$$

где

$$a = 4 (L'_2)^2 \frac{M_{\Sigma\text{М}}^2}{\Psi_0^4}. \quad (\text{П1-4})$$

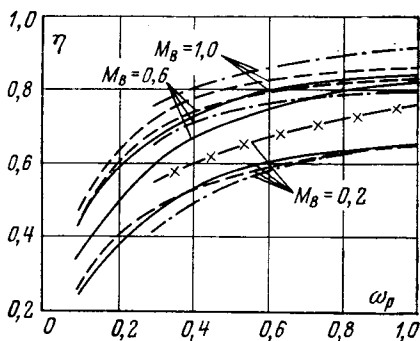
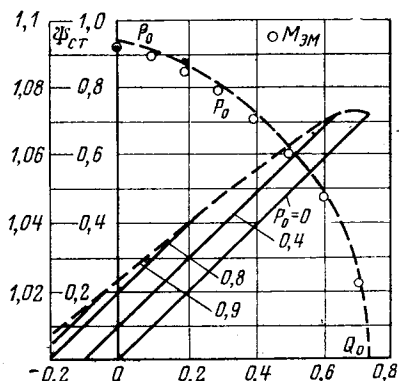


Рис. 4. Зависимость к. п. д. от угловой скорости вращения ротора при заданном моменте нагрузки на валу.

— ЧАДК;  
--- ДПСО;  
- - - АСД;  
(cos φ)<sub>max</sub>;  
- x - АСД (η)<sub>max</sub>.

Рис. 5. Магнитный поток в зазоре АСД.



Аналогично для тока обмотки ротора

$$(I'_2)^2 = \frac{(\omega L_1)^2}{(R'_2)^2 + (\omega L_1 L'_2)^2} \Psi_0^2 \quad (\text{П1-5})$$

и с учетом (П1-4) получим

$$(I'_2)^2 = \frac{1 - \sqrt{1 - a}}{2(L'_2)^2} \Psi_0^2. \quad (\text{П1-6})$$

С помощью (П1-3) и (П1-6) находятся потери мощности в обмотках ЧАДК по (1).

Для ДПСО известны аналогичные соотношения [Л. 7]:

$$M_{эм} = 2L_m I_{0x} I_{0y} = \Psi_0 I_{0x} = \Psi_0 \sqrt{I_0^2 - \Psi_0^2 / 4L_m^2}, \quad (\text{П1-7})$$

отсюда

$$I_0^2 = \frac{M_{эм}^2}{\Psi_0^2} + \frac{\Psi_0^2}{4L_m^2}, \quad (\text{П1-8})$$

где  $I_0 = \sqrt{I_{0x}^2 + I_{0y}^2}$ ;  $I_{0x}$ ,  $I_{0y}$  — активная и реактивная составляющие тока в обмотках  $I_0$  ДПСО.

Так как параметры обмоток статора и ротора в ДПСО одинаковы, то  $I_1 = I_2 = I_0$ , поэтому (П1-8) позволяет определить потери в меди ДПСО по (П1-1).

Параметр  $\alpha$  рассчитывается по формуле

$$\alpha = \frac{[R_1 I_1^2 + R'_2 (I'_2)^2]_{\text{ЧАДК}}}{(R_1 I_0^2 + R'_2 I_0^2)_{\text{ДПСО}}} = \frac{[I_1^2 + (I'_2)^2]_{\text{ЧАДК}}}{2I_0^2}. \quad (\text{П1-9})$$

В АСД токи статора и ротора связаны соотношением [Л. 5] ( $R_1 \ll \omega L_1$ )

$$\bar{i}_1 \approx -j \frac{U_1}{\omega L_1} - \frac{L_m}{L_1} \bar{i}'_2. \quad (\text{П1-10})$$

Поэтому потери в обмотках статора и ротора

$$\Delta P_m = R \left[ \left( 1 + \frac{L_m^2}{L_1^2} \right) (I'_2)^2 + \frac{U_1^2}{\omega^2 L_1^2} + 2 \frac{L_m U_1}{\omega L_1^2} i'_{2y} \right]. \quad (\text{П1-11})$$

В (П1-11) принято, что  $R_1 = R'_2 = R$ , а  $i'_{2y}$  — реактивная составляющая вектора тока ротора  $\bar{i}'_2$ . Действительная (активная) составляющая  $\bar{i}'_2$  находится из выражения момента на валу:

$$M_{эм} = M_B = \frac{L_m}{\omega L_1} U_1 i'_{2x}. \quad (\text{П1-12})$$

При заданном моменте на валу  $\Delta P_m$  минимальны, когда

$$i'_{2y} = - \frac{L_m U_1 \bar{i}}{\omega (L_1^2 + L_m^2)}, \quad (\text{П1-13})$$

и равны:

$$\Delta P_{\min} = \left[ \frac{L_1^2 + L_m^2}{L_m^2} \left( \frac{\omega M_B}{U_1} \right)^2 + \frac{U_1^2}{\omega^2 (L_1^2 + L_m^2)} \right] R. \quad (\text{П1-14})$$

В выражениях (П1-10) — (П1-14)  $L_1 = L_{11} + L_m$  и поскольку  $L_{11} \ll L_m$ , то (П1-14) принимает вид:

$$\Delta P_{\min} \approx \left[ 2 \left( \frac{\omega M_B}{U_1} \right)^2 + \frac{U_1^2}{2\omega^2 L_m^2} \right] R. \quad (\text{П1-15})$$

Сравнивая это значение с (П1-8) можно видеть, что потери в ДПСО ( $2RI_0^2$ ) примерно равны потерям в АСД, поэтому выводы, сделанные выше для ДПСО остаются справедливыми и для АСД в сравнении с ЧАДК.

**Приложение 2.** Магнитный поток в зазоре АСД. Магнитный поток в зазоре АСД находится из уравнения [Л. 5]:

$$-U_1 = (R_1 + j\omega L_{11}) \bar{i}_1 + j\omega L_1 \bar{\Psi}_0, \quad (\text{П2-1})$$

отсюда

$$\Psi_0 = \sqrt{\left( \frac{R_1^2}{\omega^2} + L_{11}^2 \right) I_1^2 + \frac{U_1^2}{\omega^2} + \frac{2U_1}{\omega} \left( \frac{R_1}{\omega} i_{1x} - L_{11} i_{1y} \right)}. \quad (\text{П2-2})$$

Здесь  $i_{1x}$  и  $i_{1y}$  — проекции вектора статорного тока, причем  $i_{1x}$  совпадает с вектором питающего напряжения, а  $i_{1y}$  ей перпендикулярна.

Выражая  $i_{1x}$  и  $i_{1y}$  через активную и реактивную мощности статора ( $P_0$ ,  $Q_0$ ), получим

$$\Psi_0 = \sqrt{\left( \frac{R_1^2}{\omega^2} + L_{11}^2 \right) (P_0^2 + a^2) \frac{1}{U_1^2} + \frac{U_1^2}{\omega^2} + \frac{2U_1}{\omega} \left( \frac{R_1 P_0}{\omega U_1} + \frac{L_{11} Q_0}{U_1} \right)}. \quad (\text{П2-3})$$

На рис. 5 приведены зависимости  $\Psi_0 = f(Q_0)$  при  $P_0 = \text{const}$ ,  $L_{11} = 0,10$ ;  $R = 0,02$  (сплошные линии). Здесь же приведена зависимость  $\Psi_0 = f(Q_0)$  при постоянном токе обмотки ротора  $I'_2 = \text{const}$  (пунктирная линия). В последнем случае на рис. 5 приведена зависимость

$$P_0 = f(Q_0) \text{ и } M_{эм} = \frac{1}{\omega} \left[ P_0 - \frac{R_1 (P_0^2 + Q_0^2)}{U_1^2} \right].$$

Из зависимостей следует, что незначительное изменение  $\Psi_0$  приводит к весьма существенному изменению  $Q_0$  ( $P_0$  или  $M_{эм}$ ), поэтому обеспечить режим постоянного магнитного потока практически сложно. По-видимому, более целесообразен режим постоянства реактивной мощности или  $\cos \phi$  при постоянном напряжении питания статора, что уже было предложено в [Л. 5].

**Приложение 3.** Расчет  $Q_{тр}$  для ЧАДК, ДПСО и АСД. Для определения  $Q_{тр}$  необходимо задать ток в нагрузке, напряжение на выходе ПЧНС и  $U_{вых \max}$ . Для их определения получим расчетные соотношения для рассматриваемых приводов. Для ЧАДК из (П-3) имеем:

$$I_1 \approx \frac{\Psi_0}{L_m} \sqrt{1 + (L'_2)^2 \frac{M_{эм}^2}{\Psi_0^4}}. \quad (\text{П3-1})$$

В этой формуле учтено, что  $\left| \frac{\omega L_1}{R'_2} L'_2 \right| \ll 1,0$  (при  $M_{эм} \ll 1,0$  погрешность не превышает 5%). При этом допущении из соотношений ЧАДК [Л. 3, 10] имеем:

$$U_1^2 \approx \frac{\Psi_0^2}{L_m^2} \left[ \left( R_1 + \omega L_1 L'_2 \frac{M_{эм}}{\Psi_0^2} \right)^2 + \left( \omega L_1 - R_1 L'_2 \frac{M_{эм}}{\Psi_0^2} \right)^2 \right]. \quad (\text{П3-2})$$

Из (П3-2) можно найти наибольшее напряжение  $U_{1\max}$ . Это значение определяется для  $M_{эм} = 1,0$  и  $\omega = 0,5$  ( $\Psi_0 = 1,0$ , так как расчеты проводятся для режима постоянства магнитного потока). С учетом (П3-1) и (П3-2), а также (5) и (6) можно определить  $L_m = 4,0$  и  $L_1 = L'_2 = 4,1$ , что и было сделано для машины с параметрами  $R_1 = R'_2 = 0,02$ .

Для привода ДПСО ток определяется по (П1-8), а напряжение на выходе ПЧНС по формуле [Л. 7]:

$$U^2 = (R^2 + L^2 \omega^2) \frac{M_{эм}^2}{\Psi_0^2} + [R^2 + (L_1 + 2L_m)^2 \omega^2] \frac{\Psi_0^2}{4L_m^2} - 2\omega R_1 M_{эм}. \quad (\text{П3-3})$$

Наибольшее значение  $U_{\max}$  определяется при  $M_{эм} = 1,0$ ,  $\omega = 0,5$  и  $\Psi_0 = 1,0$ . Для ДПСО  $Q_{тр}$  рассчитывалась по (П1-8), (П3-3), (5) и (6) для тех же параметров, что и ЧАДК, АСД. При расчетах использовались формулы, полученные в [Л. 5]. Эти формулы имеют вид

$$U_2 = \sqrt{(R'_2)^2 + (L'_2 \omega)^2 + \frac{L_m}{L_1} \omega \left[ \frac{L_m}{L_1} \omega - 2R'_2 \frac{L_1}{L_m} P_0 - 2 \frac{L'_2 L_1}{L_m} \omega \left( Q_0 + \frac{1}{L_m \omega} \right) \right]}. \quad (\text{П3-4})$$

Здесь принято  $\omega L_1 = \omega_1 - \omega_p$ ;

$$i_2^2 = 1,0 = \frac{L_1^2}{L_m^2} \left[ P_0^2 + \left( Q_0 + \frac{1}{L_m \omega_1} \right)^2 \right], \quad u_1 = 1,0; \quad \omega_1 = 1,0. \quad (\text{П3-5})$$

Момент на валу при этом  $M_B = P_0 - R_1(P_0^2 + Q_0^2) \approx P_0$ . Наибольшее напряжение  $U_{2\max}$  определяется для  $P_0 = P_{0\max} = 0,9756$  ( $\approx 1,0$ ) и  $s\omega_1 = 0,5$  для машины с теми же параметрами, что и ЧАДК. Расчет  $Q_{\text{тр}}$  проводился по (П3-4); (П3-5), (5) и (6).

Приложение 4. Расчет  $\Delta P_{\Sigma}$  для ЧАДК, ДПСО и АСД. Под суммарными потерями мощности будем понимать:

$$\Delta P_{\Sigma} = \Delta P + \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{ПЧНС}}, \quad (\text{П4-1})$$

где  $\Delta P$  — потери в электрической машине;  $\Delta P_{\text{тр}}$  — потери в трансформаторе;  $\Delta P_{\text{ПЧНС}}$  — потери в ПЧНС.

С учетом (П1-2) и (П1-5) находим:

$$M_{\Sigma} \approx \frac{s\omega_1}{R'_2} \Psi_0^2 \approx I'_2 \Psi_0. \quad (\text{П4-2})$$

Здесь принято, что в режиме постоянства магнитного потока при частотном управлении

$$\frac{s\omega_1 L'_2 I'_2}{R'_2} \ll 1.$$

По формуле (1) и с помощью (П4-2) для  $\Psi_0 = 1,0$  получаем

$$\Delta P_{\text{ЧАДК}} \approx R \left[ \left( 1 + \frac{(L'_2)^2}{L_m^2} \right) M_{\Sigma}^2 + \frac{1}{L_m^2} \right] + k_{\text{ст}} \omega_p (1 + k_b \omega_p) + k_m \omega_p^2, \quad (\text{П4-3})$$

где  $k_m$  — коэффициент механических потерь;  $\omega_p \approx \omega_1$  (подсчитываются потери для  $\omega_p \geq 1,0 \omega_{p\max}$ ).

Для потерь в ДПСО на основании (1) с учетом (П1-8) имеем:

$$\Delta P_{\text{ДПСО}} = 2R \left( M_{\Sigma}^2 + \frac{1}{4L_m^2} \right) + k_{\text{ст}} \omega_p \left( 1 + k_b \frac{\omega_p}{2} \right) + k_m \omega_p^2. \quad (\text{П4-4})$$

Потери в АСД подсчитываются по формуле:

$$\Delta P_{\text{АСД}} = \Delta P_m + k_{\text{ст}} [1 + k_b + |s\omega_1| (1 + k_b |s\omega_1|)] + k_m \omega_p^2, \quad (\text{П4-5})$$

где  $\Delta P_m$  по формуле (П1-11);  $s\omega_1$  — частота токов ротора;  $\omega_p = (1 - s\omega_1)$  — угловая скорость вращения ротора.

При расчетах были приняты следующие значения коэффициентов [Л. 3]:  $k_{\text{ст}} = 0,03$ ;  $k_b = 0,33$ ;  $k_m = 0,02$ ;  $R = 0,02$ ;  $L_m = 4,0$ ;  $L_1 = L_2 = 4,1$ .

Потери мощности в трансформаторе подсчитываются по известной формуле:

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_{\text{х.х}} + k^2 \Delta P_{\text{к.з}}, \quad (\text{П4-6})$$

где  $\Delta P_{\text{х.х}}$ ,  $\Delta P_{\text{к.з}}$  — потери мощности холостого хода и короткого замыкания;  $k = \frac{I}{I_{\text{ном}}}$  — коэффициент нагрузки.

Потери по (П4-6) рассчитываются в предположении, что ПЧНС не искажает форму тока первичной обмотки трансформатора, т. е. рассчитываются в первом приближении. При расчетах принято  $\Delta P_{\text{х.х}} = 0,003$ ;  $\Delta P_{\text{к.з}} = 0,015$ .

Потери в ПЧНС будем считать потери мощности в вентилях и сглаживающих дросселях. Фактическую мощность, выделяемую в вентиле от прямого тока, находят из соотношения [Л. 9]:

$$\Delta P_v = I_{\text{ср}} U_0 + I_{\text{д}}^2 R_{\text{д}}, \quad (\text{П4-7})$$

где  $I_{\text{ср}}$ ,  $I_{\text{д}}$  — среднее и действующие значения тока вентилей (для трехфазной мостовой схемы  $I_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{н}}}{3}$ ,  $I_{\text{д}} = \frac{I_{\text{н}}}{\sqrt{3}}$ ;  $I_{\text{н}}$  — ток нагрузки);  $U_0$  — пороговое напряжение вентилей;  $R_{\text{д}}$  — динамическое сопротивление.

Поскольку в ПЧНС 36 вентилях, то потери в вентилях (для мостовой схемы):

$$\Delta P_{\text{в}} = 12 (U_0 I_{\text{н}} + R_{\text{д}} I_{\text{н}}^2). \quad (\text{П4-8})$$

Поскольку для вентилях типа Т100-Т500  $U_0 = 1,2-1,44$  В и  $R_{\text{д}} = (50-200) \cdot 10^{-5}$  Ом, то приняв  $U_0 = 1,3$  В и  $R_{\text{д}} = 100 \cdot 10^{-5}$  Ом для  $U_{\text{баз}} = 380$  В\*, получим в относительных единицах

$$\frac{\Delta P_{\text{в}}}{P_{\text{баз}}} = 0,041 I + 0,012 I_{\text{н}}^2, \quad (\text{П4-9})$$

где считаем  $z_{\text{баз}} = 1,0$  Ом\*.

Потери в сглаживающих дросселях примем равными 1% номинальной мощности преобразователя, поэтому суммарные потери ПЧНС составляют:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{ПЧНС}} &= 0,041 I_{\text{н}} + 0,012 I_{\text{н}}^2 + 0,01 I_{\text{н}}^2 = \\ &= 0,041 I_{\text{н}} + 0,022 I_{\text{н}}^2. \end{aligned} \quad (\text{П4-10})$$

При расчете к. п. д. использовались формулы (П4-3) — (П4-6) и (П4-10).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Булгаков А. А. Частотное управление асинхронными электродвигателями. М., «Наука», 1966.
2. Эфендизаде А. А. Теория регулируемого асинхронного электропривода. Баку, изд. АН АзССР, 1955.
3. Сандлер А. С., Сарбатов Р. С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М., «Энергия», 1974.
4. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. М., «Наука», 1969.
5. Ботвинник М. М. Асинхронизированная синхронная машина. М., Госэнергоиздат, 1960.
6. Бабичев Ю. Е. Машина двойного питания с соединением обмоток статора и ротора. — «ЭП. Электропривод», 1974, вып. 7 (33), с. 9—11.
7. Бабичев Ю. Е. Машина двойного питания асинхронного принципа действия с электрическим соединением обмоток. — «ЭП. Электропривод», 1975, вып. 3 (38), с. 5—8.
8. Бернштейн И. Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. М., «Энергия», 1968.
9. Судовые электроприводы. Справочник. Т. 1. Л., «Судостроение», 1975, с. 332—336.
10. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока. М.-Л., Госэнергоиздат, 1963.
11. Блоцкий Н. Н. Электромагнитные процессы в преобразователе частоты с непосредственной связью. — Труды ВНИИЭ, 1972, вып. 41, с. 119—144.
12. Шакарян Ю. Г., Казарян С. Л. Реактивная мощность управляемой машины переменного тока. — «Электричество», 1973, № 9, с. 25—28.

[18.11.1976]

\*  $U_{\text{баз}}$ ,  $z_{\text{баз}}$  и  $P_{\text{баз}}$  — базисные значения напряжения, сопротивления и мощности.

*Советские ученые! Повышайте эффективность научных исследований, укрепляйте связь науки с производством!*

*Слава советским ученым, вносящим достойный вклад в строительство коммунизма!*

(Из призывов ЦК КПСС к 60-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

# Исследование пульсаций момента тихоходных бесконтактных двигателей постоянного тока с дискретным датчиком положения ротора

Кандидаты техн. наук ВОРОНИН С. Г.,  
В. А. ЛИФАНОВ, инж. ШУМИХИН Б. Г.

Москва

При создании тихоходного моментного привода на основе бесконтактных двигателей постоянного тока (БДПТ) наибольшее распространение находят замкнутые системы с частотно-токовым управлением или БДПТ с аналоговыми датчиками положения ротора (ДПР) [Л. 1 и 2], в которых осуществляется плавное вращение результирующего вектора н. с. статора с постоянным угловым рассогласованием относительно поля ротора. В результате удается обеспечить достаточно высокую стабильность момента двигателя в функции угла поворота и необходимую равномерность вращения ротора.

Однако при реализации указанных схем, во-первых, значительно усложняется схема привода по сравнению с обычным БДПТ, в котором осуществляется дискретное переключение обмоток, во-вторых, не всегда удается с достаточной точностью реализовать необходимый закон изменения тока секций, что приводит к пульсации момента двигателя в процессе вращения и значительно уменьшает основное преимущество систем с плавным вращением н. с. В частности, в реальных условиях практически не удается получить пульсации момента менее 7% [Л. 3].

Применение БДПТ с дискретным переключением обмоток вносит по сравнению с частотно-токовыми замкнутыми системами дополнительные пульсации момента, обусловленные, во-первых, дискретным характером перемещения н. с. статора, во-вторых, коммутационными процессами в обмотке при переключении секций. Однако опыт работы с этими двигателями показывает, что при правильном выборе способа коммутации пульсации, обусловленные указанными факторами, оказываются весьма малыми, поэтому БДПТ с дискретным переключением обмоток могут практически не уступать системам с частотно-токовым управлением, а, учитывая простоту их реализации, в ряде случаев даже оказаться предпочтительнее.

В статье проводится исследование пульсаций момента БДПТ с дискретным ДПР в функции угла поворота ротора с учетом двух указанных выше факторов.

В качестве объекта исследования будем рассматривать трехсекционный БДПТ с ротором в виде постоянного магнита цилиндрической формы и управляемым полупроводниковым коммутатором (УПК), соединенными по мостовой схеме. Обмотка якоря выполняется разомкнутой с соединением секций в звезду или замкнутой с соединением секций в треугольник. В зависимости от времени открытого состояния вентилей УПК будем различать 120°-ную и 180°-ную коммутации.

В первом случае в течение межкоммутационного интервала (МКИ) к источнику питания подключаются два зажима обмотки якоря, во-втором, —

три. В обоих случаях управление осуществляется по шеститактной схеме, и коммутация носит симметричный характер. Это означает, что секции переключаются через одинаковые интервалы  $\Delta u = \frac{\pi}{3\omega_u}$ , а переходный процесс в пределах каждого из них происходит при одних и тех же параметрах машины. Угловая частота напряжения питания двигателя жестко связана с угловой скоростью вращения ротора:

$$\omega_u = p\omega_r,$$

где  $p$  — число пар полюсов двигателя. В дальнейшем примем  $p=1$  и  $\omega_u = \omega_r$ .

**180°-ная шеститактная коммутация.** Схема инвертора и двигателя представлена на рис. 1, где обозначено:  $T1-T7$  — транзисторы;  $D1-D6$  — диоды, предназначенные для отвода реактивной мощности коммутируемой секции;  $U$  — напряжение источника постоянного тока;  $i_a, i_b, i_c$  — фазные токи обмотки якоря.

В дальнейшем будем считать, что переключение транзисторов осуществляется мгновенно в соответствии с последовательностью сигналов датчика положения ротора. Сопротивление открытого транзистора и диода в прямом направлении будем принимать равным нулю, а сопротивление закрытого транзистора в обоих направлениях и диода в обратном направлении — равным бесконечности.

Для определения мгновенных значений фазных токов можно рассматривать любой из МКИ. В пределах каждого из них три транзистора открыты и три закрыты. Так, например, изображенная на рис. 2, а схема соответствует случаю, когда открыты  $T2, T4$  и  $T6$ . В МКИ, предшествующем рассматриваемому, были открыты транзисторы  $T2, T3$  и  $T4$ . В процессе коммутации происходит закрытие  $T3$  и открытие  $T6$ , что сопровождается разрядом элек-

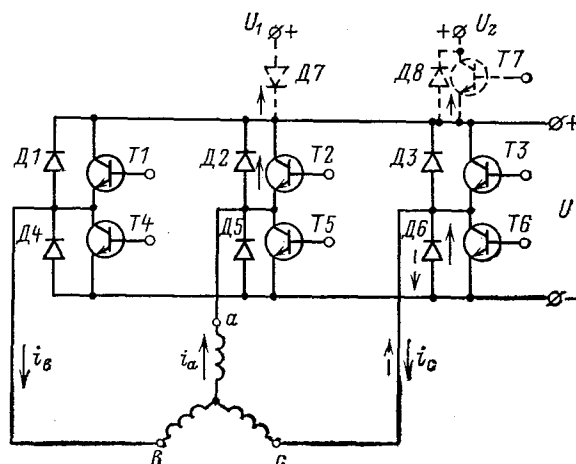


Рис. 1.

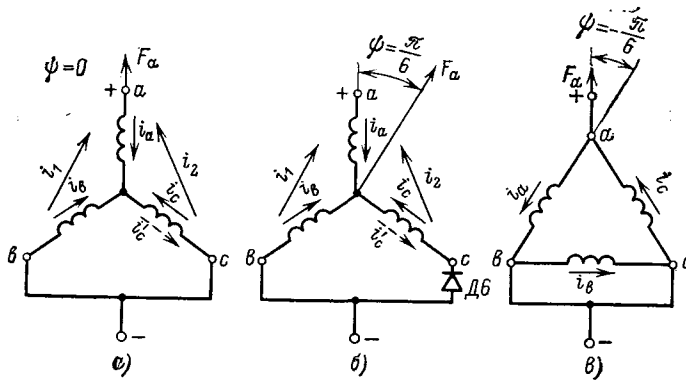


Рис. 2.

ромагнитной энергии коммутируемой секции через диод Д6.

Согласно методу контурных токов в данном случае справедливы уравнения:

$$\begin{cases} U = 2(Lp + r)i_1 + (Lp + r)i_2 + e_a - e_b; \\ U = 2(Lp + r)i_2 + (Lp + r)i_1 + e_a - e_c; \end{cases} \quad (1)$$

где  $i_1, i_2$  — контурные токи;  $r$  — активное сопротивление секции;  $L$  — индуктивность секции с учетом взаимной индуктивности от других фаз;  $e_a = E_m \cos(\omega_p t - \gamma)$ ;  $e_b = E_m \cos(\omega_p t - \gamma - \frac{2}{3}\pi)$ ;  $e_c = E_m \cos(\omega_p t - \gamma + \frac{2}{3}\pi)$  — мгновенные значения э. д. с. вращения фаз;  $E_m$  — максимальное значение э. д. с. вращения; угол между продольной осью ротора и плоскостью фазы  $a$  в начале МКИ

$$\gamma = \theta + \frac{\alpha}{2} + \psi; \quad (2)$$

$\alpha$  — угол, соответствующий длительности МКИ;  $\theta$  — угол регулирования;  $\psi$  — угол между осью фазы  $a$  и установившимся результирующим вектором н. с. якоря (рис. 2).

После совместного решения уравнений (1) и перехода к относительным единицам получим:

$$\begin{cases} 1 = \bar{i}_1(1 + \bar{p}\tau) + v \cos(\theta_p - \gamma + \frac{\pi}{3}); \\ 1 = \bar{i}_2(1 + \bar{p}\tau) + v \cos(\theta_p - \gamma - \frac{\pi}{3}). \end{cases} \quad (3)$$

где  $v = \frac{3E_m}{U}$ ;  $\bar{i} = \frac{\bar{i}}{I_6} = \frac{i3r}{U}$ ;  $\theta_p = \omega_p t$ ;  $\tau = \frac{\omega_p L}{r}$ ;  $\bar{p} = \frac{d}{d\theta_p}$ .

Решение уравнений (3) может быть записано в виде:

$$\begin{cases} i_1(\theta_p) = C_{11}(\theta_p) + i_{10}e^{-\frac{\theta_p}{\tau}}; \\ i_2(\theta_p) = C_{21}(\theta_p) + i_{20}e^{-\frac{\theta_p}{\tau}}. \end{cases} \quad (4)$$

(Черточки, указывающие на относительное значение тока, опущены.) Здесь

$$C_{11}(\theta_p) = A(\theta_p) + B(\theta_p);$$

$$C_{21}(\theta_p) = A(\theta_p) + D(\theta_p);$$

$$\begin{aligned} A(\theta_p) &= \left(1 - e^{-\frac{\theta_p}{\tau}}\right); \\ B(\theta_p) &= \frac{v\tau}{1 + \tau^2} \left\{ \left[ \frac{1}{\tau} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) + \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right) \right] e^{-\frac{\theta_p}{\tau}} - \left[ \frac{1}{\tau} \cos\left(\theta_p + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) + \sin\left(\theta_p + \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \right] \right\}; \\ D(\theta_p) &= \frac{v\tau}{1 + \tau^2} \left\{ \left[ \frac{1}{\tau} \cos\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right) - \sin\left(\frac{\pi}{3} + \gamma\right) \right] e^{-\frac{\theta_p}{\tau}} - \left[ \frac{1}{\tau} \cos\left(\theta_p - \frac{\pi}{3} - \gamma\right) + \sin\left(\theta_p - \frac{\pi}{3} - \gamma\right) \right] \right\}. \end{aligned}$$

Начальные значения токов  $i_{10}$  и  $i_{20}$  определим следующим образом.

Исходя из условия совпадения коммутационных процессов различных МКИ в установившемся режиме, для двух смежных интервалов имеем:

$$\begin{bmatrix} i'_a \\ i'_b \\ i'_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [A_1] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Здесь штрихом обозначены мгновенные значения токов секций в предыдущем, а без штриха — в рассматриваемом МКИ.

Очевидно, что начальные значения токов секций в рассматриваемом МКИ равны их конечным значениям в предыдущем интервале:

$$\begin{cases} i_{a0} = i'_{ak}; \\ i_{b0} = i'_{bk}; \\ i_{c0} = i'_{ck}; \end{cases} \quad (6)$$

тогда на основании (5) и (6) для установившегося режима работы получим:

$$\begin{bmatrix} i_{a0} \\ i_{b0} \\ i_{c0} \end{bmatrix} = [A_1] \begin{bmatrix} i_{ak} \\ i_{bk} \\ i_{ck} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Токи секций связаны с контурными токами соотношением:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & -1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [A_2] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

следовательно, заменяя в (7) фазные токи контурными, получаем:

$$\begin{aligned} [A_2] \begin{bmatrix} i_{10} \\ i_{20} \end{bmatrix} &= [A_1] [A_2] \begin{bmatrix} i'_{1k} \\ i'_{2k} \end{bmatrix} \\ \text{или} \\ \begin{bmatrix} i_{10} \\ i_{20} \end{bmatrix} &= [\bar{A}_2] [A_1] [A_2] \begin{bmatrix} i'_{1k} \\ i'_{2k} \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (9)$$

где

$$[\bar{A}_2] \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

— матрица обратного преобразования токов.

Из (9)

$$\left. \begin{aligned} i_{10} &= i_{1K} - i_{2K}; \\ i_{20} &= -i_{1K}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Конечные значения контурных токов в МКИ:

$$i_{1K} = C_{11} \left( \frac{\pi}{3} \right) + b i_{10}; \quad (11a)$$

$$i_{2K} = C_{21} \left( \frac{\pi}{3} \right) + b i_{20}. \quad (11b)$$

где  $C_{11} \left( \frac{\pi}{3} \right)$ ,  $C_{21} \left( \frac{\pi}{3} \right)$  — значения переменных

$C_{11}(\theta_p)$  и  $C_{21}(\theta_p)$  при  $\theta_p = \frac{\pi}{3}$ ;  $b = e^{-\frac{\pi}{3\tau}}$ .

Из (10) и (11)

$$\left. \begin{aligned} i_{10} &= \frac{C_1 + C_2(1-b)}{1-b+b^2}; \\ i_{20} &= -\frac{C_1 + bC_2}{1-b+b^2}, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где  $C_1 = C_{11} \left( \frac{\pi}{3} \right)$ ;  $C_2 = C_{21} \left( \frac{\pi}{3} \right)$ .

Если принять за базовый момент  $M_6 = \frac{\sqrt{3} E_m}{\omega_p} I_6$ ,

то относительное мгновенное значение электромагнитного момента БДПТ в течение МКИ определяется по выражению:

$$m(\theta_p) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ i_1(\theta_p) \cos \left( \theta_p - \gamma + \frac{\pi}{6} \right) + i_2(\theta_p) \cos \left( \theta_p - \gamma - \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (13)$$

**120°-ная шеститактная коммутация.** Рассмотрим МКИ с открытыми транзисторами  $T2$  и  $T4$  (рис. 1), которому соответствует изображенная на рис. 2,б схема. В МКИ, предшествующем рассматриваемому, были открыты транзисторы  $T3$  и  $T4$ . В процессе коммутации происходит закрытие  $T3$  и открытие  $T2$ , что сопровождается разрядом энергии через диод  $D6$ . При значительной индуктивности обмотки якоря ток может не успеть затухнуть в течение очередного МКИ. Условия незатухания тока  $i_2$  получим из (11б):

$$i_{2K} = C_{21} \left( \frac{\pi}{3} \right) (1-b) - C_{11} \left( \frac{\pi}{3} \right) b \leq 0. \quad (14)$$

Если условие (14) выполняется, то момент двигателя в течение МКИ при 120°-ной коммутации определяется выражением (13). В противном случае МКИ следует разбить на два этапа. На первом этапе, пока  $i_2 < 0$ , справедливы уравнения (3), после затухания тока ( $i_2 = 0$ ) процесс будет описываться уравнением (рис. 2,б).

$$U = 2(Lp + r)i_1 + e_a - e_b.$$

Приведя к относительным единицам и решив, получим:

$$i'_1(\theta_p) = C_{12}(\theta_p) + i'_{10} e^{-\frac{\theta_p - \theta_0}{\tau}}, \quad (15)$$

где

$$\left. \begin{aligned} C_{12}(\theta_p) &= A'(\theta_p) + B'(\theta_p); \quad A'(\theta_p) = \\ &= \frac{3}{2} \left( 1 - e^{-\frac{\theta_p - \theta_0}{\tau}} \right); \quad B'(\theta_p) = \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{2} \frac{\nu\tau}{1 + \tau^2} \left\{ \left[ \frac{1}{\tau} \cos \left( \frac{\pi}{6} - \gamma \right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sin \left( \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] e^{-\frac{\theta_p - \theta_0}{\tau}} - \right. \\ &\quad \left. - \left[ \frac{1}{\tau} \cos \left( \theta_p + \frac{\pi}{6} - \gamma \right) + \sin \left( \theta_p - \frac{\pi}{6} - \gamma \right) \right] \right\}; \\ i'_{10} &= i_1(\theta_0) = C_{11}(\theta_0) + i_{10} e^{-\frac{\theta_0}{\tau}}; \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

$\theta_0$  — угол, соответствующий моменту затухания тока. Конечное значение тока определяется выражением:

$$i'_{1K} = i_1 \left( \frac{\pi}{3} \right) = C_{12} \left( \frac{\pi}{3} \right) + i'_{10} e^{-\frac{\frac{\pi}{3} - \theta_0}{\tau}}. \quad (17)$$

Из (16) и (17) с учетом (10) получим:

$$i_{10} = -i_{20} = \frac{C_{12} \left( \frac{\pi}{3} \right) + C_{11}(\theta_0) e^{-\frac{\frac{\pi}{3} - \theta_0}{\tau}}}{1-b}.$$

Угол  $\theta_0$  может быть определен из решения трансцендентного уравнения:

$$i_2 = C_{21}(\theta_p) (1-b) - \left[ C_{12}(\theta_p) - C_{11}(\theta_p) e^{-\frac{\frac{\pi}{3} - \theta_p}{\tau}} \right] e^{-\frac{\theta_p}{\tau}} = 0.$$

На интервале изменения угла  $0 \leq \theta_p \leq \theta_0$  момент двигателя определяется уравнением (13), а на интервале  $\theta_0 \leq \theta_p \leq \frac{\pi}{3}$  уравнением

$$m(\theta_p) = \frac{1}{\sqrt{3}} i'_1(\theta_p) \cos \left( \theta_p - \gamma + \frac{\pi}{6} \right). \quad (18)$$

**Двенадцатитактная коммутация.** Поочередное включение двух и трех зажимов обмотки (совмещение 180°-ной и 120°-ной коммутаций) позволяет осуществить двенадцатитактную коммутацию [Л. 4], при этом  $\Delta u = \frac{\pi}{6\omega_p}$ , а симметрия коммутации нару-

шается. Чтобы исключить пульсации момента, обусловленные несимметрией, целесообразно при изменении количества подключенных зажимов обмотки одновременно изменить напряжение питания двигателя. Назовем двенадцатитактную коммутацию с изменением напряжения питания симметрированной. Для симметрирования напряжение на коммутатор поступает от двух источников ( $U_2 > U_1$ ) (рис. 1) через диод  $D7$  и транзистор  $T7$ , показанные пунктиром. Когда открыты три ключа ПК, транзистор  $T7$  закрыт, и напряжение  $U_1$  через диод  $D7$  поступает на ПК. Когда открыто два ключа коммутатора, транзистор  $T7$  открывается, и напряжение  $U_2$  через него поступает на УПК.



Закон изменения напряжения симметрирования определим, исходя из равенства мгновенных значений момента двигателя в течение МКИ для различных схем включения обмотки (способов коммутации).

Принимая в (13) и (18)  $\tau=0$  и  $\theta=0$  и приравняв их правые части, получаем:

$$k = \frac{U_2}{U_1} = \frac{2}{\sqrt{3}}. \quad (19)$$

Таким образом, отношение напряжения для МКИ, соответствующего 120°-ной коммутации, к напряжению для МКИ при 180°-ной коммутации при симметрировании определяется соотношением (19).

Рассмотрение двенадцатитактной коммутации целесообразно проводить также на угловом интервале  $\Delta\theta_p = \pi/3$ , разделив его на два равных участка:  $0 \leq \theta_p \leq \pi/6$  — участок 120°-ной коммутации;  $\pi/6 \leq \theta_p \leq \pi/3$  — участок 180°-ной коммутации; при этом необходимо выделить два случая, отличающиеся тем, что в первом ток  $i_2$  на участке 120°-ной коммутации успевает уменьшиться до нуля, во втором — не успевает. Условие незатухания тока определяется по аналогии с шеститактной коммутацией и записывается в виде

$$C'_{21} \left( \frac{\pi}{6} \right) (1-b) - C_{11} \left( \frac{\pi}{6} \right) - C'_{11} \left( \frac{\pi}{6} \right) b_1 - b C_{21} \left( \frac{\pi}{6} \right) - C'_{21} \left( \frac{\pi}{6} \right) b_1 b \leq 0. \quad (20)$$

Здесь с учетом симметрирования

$$C'_{11}(\theta_p) = \frac{2}{\sqrt{3}} A(\theta_p) + B(\theta_p);$$

$$C'_{21}(\theta_p) = \frac{2}{\sqrt{3}} A(\theta_p) + D(\theta_p);$$

$$b_1 = e^{-\frac{\pi}{6\tau}}.$$

Если условие (20) выполняется, то момент двигателя определяется выражением (13), при этом на участке 120°-ной коммутации

$$\left. \begin{aligned} i_1(\theta_p) &= C'_{11}(\theta_p) + i_{10} e^{-\frac{\theta_p}{\tau}}; \\ i_2(\theta_p) &= C'_{21}(\theta_p) - i_{20} e^{-\frac{\theta_p}{\tau}}; \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

на участке 180°-ной коммутации

$$\left. \begin{aligned} i_1(\theta_p) &= C_{11}(\theta_p) + i_{1k} e^{-\frac{\theta_p}{\tau}}; \\ i_2(\theta_p) &= C_{21}(\theta_p) + i_{2k} e^{-\frac{\theta_p}{\tau}}. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Здесь

$$\theta'_p = \theta_p - \frac{\pi}{6}; \quad i_{1k} = C'_{11} \left( \frac{\pi}{6} \right) + i_{10} b_1;$$

$$i_{2k} = C'_{21} \left( \frac{\pi}{6} \right) + i_{20} b_1.$$

Начальные значения токов  $i_{10}$  и  $i_{20}$  определяются выражениями (12), причем

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C_{11} \left( \frac{\pi}{6} \right) + C'_{11} \left( \frac{\pi}{6} \right) b_1; \\ C_2 &= C_{21} \left( \frac{\pi}{6} \right) + C'_{21} \left( \frac{\pi}{6} \right) b_1. \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

При расчете функций  $C_{11}(\theta_p)$  и  $C_{21}(\theta_p)$  в гармонических функциях необходимо использовать аргумент  $\theta_p$ , а в экспоненциальных —  $\theta'_p$ .

Если условие (20) не выполняется, то на интервале  $0 \leq \theta_p \leq \pi/6$  справедливы (13) и (21). На интервале  $\pi/6 \leq \theta_p \leq \pi/3$  момент описывается выражением (18), при этом

$$i_1(\theta_p) = C'_{12}(\theta_p) + i'_{1k} e^{-\frac{\theta_p - \theta_0}{\tau}},$$

$$\text{где } C'_{12}(\theta_p) = \frac{2}{\sqrt{3}} A'(\theta_p) + B'(\theta_p).$$

Начальные значения токов в данном случае определяются выражениями:

$$i_{10} = \frac{C'_1 + C_{21} \left( \frac{\pi}{6} \right)}{1-b}; \quad i_{20} = - \frac{C'_1 + C_{21} \left( \frac{\pi}{6} \right) b}{1-b},$$

$$\text{где } C'_1 = C_{11} \left( \frac{\pi}{6} \right) + C_{12} \left( \frac{\pi}{6} \right) b_1 + C'_{11}(\theta_0) e^{-\frac{\frac{\pi}{3} - \theta_0}{\tau}}.$$

На интервале  $\frac{\pi}{6} \leq \theta_p \leq \frac{\pi}{2}$  справедливы выражения (13) и (22), однако следует учесть, что в данном случае

$$i_{1k} = C'_{12} \left( \frac{\pi}{6} \right) + i_{1k} e^{-\frac{\frac{\pi}{6} - \theta_0}{\tau}}; \quad i_{2k} = 0.$$

**Двигатели с замкнутыми обмотками.** Полученные выражения пригодны для исследования двигателей с замкнутыми обмотками. Покажем это на примере шеститактной 180°-ной коммутации (рис. 2, в).

Коммутационные процессы в этом случае описываются системой уравнений:

$$U = -i_a(Lp+r) + e_a;$$

$$0 = i_b(Lp+r) + e_b;$$

$$U = i_c(Lp+r) + e_c.$$

Обозначим  $i_1 = i_b - i_a$ ;  $i_2 = i_c - i_b$ , тогда для описания коммутационных процессов достаточно двух уравнений, которые в относительных единицах имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} 1 &= (1 + \bar{p}\tau) i_1^* + v^* \cos \left( \theta_p - \gamma - \frac{\pi}{6} \right); \\ 1 &= (1 + \bar{p}\tau) i_2^* + v^* \cos \left( \theta_p - \gamma + \frac{\pi}{2} \right), \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

$$\text{где } v^* = \frac{\sqrt{3} E_m}{U}; \quad i^* = \frac{i}{I_0} = \frac{ir}{U}.$$

Если учесть, что для разомкнутой обмотки при 180°-ной коммутации  $\psi=0$ , а для замкнутой —  $\psi=-\pi/6$  (рис. 2, а и в), то при одинаковых значениях  $\theta$  и  $\alpha$  уравнения (24) и (3) тождественны и отличаются только системой базовых единиц. Если же тождественны исходные уравнения коммутационных процессов, то и полученные из них уравнения токов и моментов тождественны. Аналогичную ситуацию имеем и в случае 120°-ной шеститактной и двенадцатитактной коммутаций.

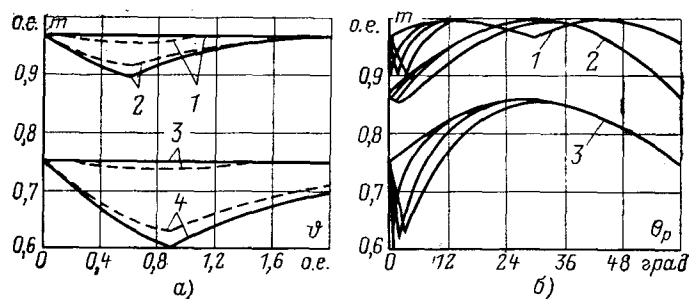


Рис. 3.

**Сравнительная оценка способов коммутации по пульсациям момента.** Составляющую пульсации момента, обусловленную дискретным характером перемещения н. с. якоря, достаточно просто выделить, приняв в полученных выражениях момента  $\tau=0$ . Очевидно, в этом случае минимальные пульсации момента будут при нейтральной коммутации ( $\theta=0$ ) и для низких скоростей вращения ( $v \approx 0$ ) при шеститактной коммутации независимо от способа составят:

$$\Delta m = \frac{m_{\max} - m_{\min}}{m_{\max}} = 13,5\%.$$

Соответственно при двенадцатитактной коммутации  $\Delta m = 3,4\%$ .

Пульсации, обусловленные коммутационными процессами, можно определить, если принять  $v \approx 0$ , а длительность МКИ  $\Delta u = \infty$ , т. е. считать, что двигатель вращается с бесконечно малой скоростью. При этом коммутационные процессы целесообразно рассматривать не в функции угла поворота ротора, а во времени, отнесенном к постоянной обмотке:

$$\vartheta = t/T = tr/L,$$

считая, что после переключения секций ротор остается в положении, соответствующем моменту переключения ( $\theta_p = 0$ ).

С учетом сказанного по полученным уравнениям построены зависимости от различных способов коммутации (сплошные линии на рис. 3,а). Анализ кривых показывает, что при 180°-ной коммутации коммутационные процессы не вызывают пульсаций момента (прямая 3). Наибольшие пульсации имеют место при 120°-ной коммутации ( $\Delta m = 15\%$ , кривая 4). Полученный результат объясняется тем, что при 180°-ной коммутации цепи заряда и разряда индуктивностей секций имеют одинаковые параметры (рис. 2,а), т. е. нарастание и уменьшение тока в секциях происходит с одинаковой скоростью. При 120°-ной коммутации (рис. 2,б) в коммутационных цепях появляется нелинейный элемент — диод, наличие которого приводит к нарушению равенства параметров отдельных контуров коммутации. Аналогичную ситуацию имеем при двенадцатитактной

коммутации (кривые 1 и 2), однако здесь пульсации моментов меньше ( $\Delta m = 7,5\%$ ).

Пульсации момента с учетом обоих рассматриваемых факторов (дискретность переключения обмоток и коммутационные процессы) могут быть рассчитаны по приведенной методике с помощью ЦВМ. Для примера на рис. 3,б представлены зависимости  $m = f(\theta_p)$  для различных способов коммутации: двенадцатитактной симметрированной (кривые 1); 180°-ной шеститактной (кривые 2); 120°-ной шеститактной (кривые 3). Зависимости построены при следующих значениях параметров:  $v = 0,01$ ;  $\tau = 0, 0,01, 0,05, 0,10$ .

Из рисунка следует, что при двенадцатитактной симметрированной коммутации преобладают пульсации момента от коммутационных процессов, однако длительность провалов момента в данном случае (рис. 3,б) составляет (1—1,2), и в реальных системах привода этими провалами часто пренебрегают. Кроме того, для двигателей рассматриваемого типа применяется в основном управление с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В этом случае провал момента от коммутационных процессов практически не будет замечен на фоне пульсации момента от ШИМ, происходящего на частоте, близкой к  $1/\tau$ .

Прямое экспериментальное определение влияния коммутационных процессов на пульсации момента весьма сложно, для этой цели был выбран следующий путь.

Снимались осциллограммы токов при переключении секций двигателя. В соответствии с законом коммутации известен угол между полем ротора и магнитной осью каждой секции обмотки в момент переключения. Считая в процессе коммутации этот угол неизменным, можно рассчитать изменение электромагнитного момента двигателя в течение коммутационного процесса. Очевидно, при этом реальные пульсации момента не превысят рассчитанных подобным образом.

Результаты расчета момента по осциллограммам для различных способов коммутации приведены на рис. 3 и показаны пунктиром. Полученные кривые практически не отличаются от рассчитанных по уравнениям моментов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бродовский В. Н., Иванов Е. С. Приводы с частотно-токовым управлением. М., «Энергия», 1974.
2. Протопопов Л. И., Михайлов Г. Б. Бесконтактный двигатель постоянного тока с аналоговым преобразователем. — В кн.: Электронные элементы для автоматических систем. ЛГУ, 1973, вып. 1.
3. Галеев Ш. С. Исследование авиационных бесколлекторных моментных двигателей постоянного тока с неограниченным углом поворота ротора. Автореф. дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук. Казань, 1975.
4. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. Под ред. М. Г. Чиликина. М., «Энергия», 1971.

[2.8.1976]

## К расчету характеристик тиристорных преобразователей с поочередным управлением

Кандидаты техн. наук ДИНКЕЛЬ А. Д., ВАСИЛЬЕВ Б. В., инж. СЕДУНИН А. М.

Пермский политехнический институт

В регулируемых электроприводах постоянного тока большой мощности применяются многомостовые силовые тиристорные преобразователи, получаемые путем параллельного и последовательного соединения трехфазных мостовых выпрямителей. Регулирование таких преобразователей рационально осуществлять способом поочередного управления углами отпирания отдельных мостов (ПУМ) или тиристорных групп (ПУТГ), при котором достигается существенное улучшение основных энергетических показателей по сравнению со способом одновременного управления [Л. 1].

К числу наиболее важных показателей, по которым проводится сравнительный анализ при выборе силовых схем и способов управления, относятся коэффициент мощности, гармонический состав потребляемого из сети тока и выпрямленного напряжения. По первым двум показателям осуществляется оценка степени выполнения требований ГОСТ 13109-67 по качеству электроэнергии при проектировании мощных тиристорных электроприводов и обосновываются меры по уменьшению влияния этих приводов на питающую сеть. От третьего показателя в значительной степени зависит значение дополнительной индуктивности в якорной цепи привода и, как следствие, его статические и динамические характеристики [Л. 1 и 2].

В отличие от других работ [Л. 1 и 3], посвященных исследованию преобразователей с последовательным соединением мостов и поочередным управлением, приведенные в статье результаты справедливы для произвольного числа мостов. Кроме того, учитываются процесс коммутации тиристорных групп, а также различные значения напряжений, питающих отдельные мосты.

Исследование выполнено при допущении линейности процесса коммутации и идеальности выпрямленного тока. Поочередное управление при последовательном соединении нескольких мостов осуществляется следующим образом. В выпрямительном режиме половина мостов имеет угол отпирания тиристорных групп  $\alpha_i = \alpha_{\min} = \text{const}$ , а остальные мосты (при ПУМ) или анодные и катодные тиристорные группы мостов (при ПУТГ) поочередно друг за другом переводятся из выпрямительного режима в инверторный  $\alpha_{\min} \leq \alpha_j \leq \alpha_{\max}$ , т. е. ( $1 \geq U^*_d \geq 0$ ). Аналогично происходит регулирование в инверторном режиме:

$$\alpha_j = \alpha_{\max} = \text{const} \quad \text{и} \quad \alpha_{\min} \leq \alpha_i \leq \alpha_{\max}, \quad \text{т. е.} \quad (0 \geq U^*_d \geq -1)$$

Общий ток, потребляемый многомостовым преобразователем из питающей сети, равен сумме токов отдельных выпрямительных мостов.

$$I(t) = \sum_{i=1}^k I_i(t), \quad (1)$$

где  $k$  — число мостов.

Для  $n$ -й гармоники первичного тока одного из мостов на основании разложения Фурье можно записать:

$$I_{(n)i}(t) = A_{(n)i} \cos nt + B_{(n)i} \sin nt, \quad (2)$$

где  $A_{(n)i}$  и  $B_{(n)i}$  — соответственно косинусная и синусная составляющие  $n$ -й гармоники.

Тогда  $n$ -я гармоника общего тока с учетом (1) будет иметь вид:

$$\begin{aligned} I_n(t) &= \sum_{i=1}^k [A_{(n)i} \cos nt + B_{(n)i} \sin nt] = \\ &= \cos nt \sum_{i=1}^k A_{(n)i} + \sin nt \sum_{i=1}^k B_{(n)i}, \end{aligned} \quad (3)$$

а амплитуда этой гармоники

$$I_{(n)} = \sqrt{\left[ \sum_{i=1}^k A_{(n)i} \right]^2 + \left[ \sum_{i=1}^k B_{(n)i} \right]^2}. \quad (4)$$

Использование выражения (4) позволяет существенно упростить гармонический анализ первичного тока преобразователей, так как не требует определения амплитуд и фаз гармоник тока отдельных мостов, как это предлагается в [Л. 8].

Кривые первичных токов трехфазных выпрямительных мостов, построенные с учетом процесса коммутации тиристорных групп и в соответствии с законом М. А. Чернышева, представлены на рис. 1.

Определим косинусную и синусную составляющие гармоник первичного тока трехфазного моста, питающегося от трансформатора по схеме «звезда — звезда» (рис. 1, а):

$$\begin{aligned} A_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(t) \cos nt \, dt = \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\alpha - \frac{5\pi}{6}}^{\alpha - \frac{5\pi}{6} + \gamma} \frac{I_d}{k\gamma} \left( t - \right. \right. \\ \left. \left. - \alpha + \frac{5\pi}{6} \right) \cos nt \, dt + \int_{\alpha - \frac{5\pi}{6}}^{\alpha - \frac{\pi}{6}} \frac{I_d}{k} \cos nt \, dt - \right. \\ \left. - \int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha - \frac{\pi}{6} + \gamma} \frac{I_d}{k\gamma} \left( t - \gamma - \alpha + \frac{\pi}{6} \right) \cos nt \, dt - \right. \\ \left. - \int_{\alpha_1 + \frac{\pi}{6}}^{\alpha_1 + \frac{\pi}{6} + \gamma} \frac{I_d}{k\gamma} \left( t - \frac{\pi}{6} - \alpha \right) \cos nt \, dt - \right. \\ \left. - \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6}} \frac{I_d}{k} \cos nt \, dt - \int_{\alpha + \frac{5\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6} + \gamma} \frac{I_d}{k\gamma} \left( \gamma - \right. \right. \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned}
 & -t + \alpha + \frac{5\pi}{6} \cos nt dt \Big] = \frac{8I_d}{\pi k \gamma n^2} \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \times \\
 & \times \frac{\pi}{3} \sin n \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \sin n \frac{\gamma}{2}; \\
 & B_{(n)} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(t) \sin nt dt = -\frac{8I_d}{\pi k \gamma n^2} \sin n \times \\
 & \times \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3} \cos n \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \sin n \frac{\gamma}{2},
 \end{aligned}$$

где  $I_d$  — выпрямленный ток;  $k$  — коэффициент трансформации;  $\gamma$  — угол коммутации;  $n$  — порядковый номер гармоники по отношению к частоте сети;  $\alpha$  — угол отпирания тиристоров.

Аналогично определялись эти же составляющие для мостовой схемы с трансформатором по схеме «треугольник — звезда».

В результате проведенного таким образом гармонического анализа с учетом выражения (1) получены зависимости для расчета амплитуд гармоник первичного тока тиристорных преобразователей с произвольным числом последовательно соединенных трехфазных мостов при их поочередном управлении:

$$I_{(n)m}^* = \frac{2I_d}{\pi n} \sqrt{L_{(n)}^2 + M_{(n)}^2}. \quad (6)$$

Здесь

$$I_{n(m)}^* = \frac{I_{n(m)}}{I_{dH}}; \quad I_d^* = \frac{I_d}{I_{dH}};$$

$$\begin{aligned}
 L_{(n)} = \frac{1}{n} \left[ \frac{2\sigma}{\sqrt{3}} \sum_{i=1}^{\mu} \frac{1}{k_i \gamma_i} \sin n \left( \alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} \right) \sin n \frac{\gamma_i}{2} + \right. \\
 \left. + 4\rho \sum_{j=1}^l \frac{1}{k_j \gamma_j} \sin n \left( \alpha_j + \frac{\gamma_j}{2} \right) \sin n \frac{\gamma_j}{2} \right];
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 M_{(n)} = \frac{1}{n} \left[ \frac{2\sigma}{\sqrt{3}} \sum_{i=1}^{\mu} \frac{1}{k_i \gamma_i} \cos n \left( \alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} \right) \sin n \frac{\gamma_i}{2} + \right. \\
 \left. + 4\rho \sum_{j=1}^l \frac{1}{k_j \gamma_j} \cos n \left( \alpha_j + \frac{\gamma_j}{2} \right) \sin n \frac{\gamma_j}{2} \right]; \\
 \sigma = \left[ 1 - (-1)^n + 2 \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{6} \right]; \\
 \rho = \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3};
 \end{aligned}$$

$I_{dH}$  и  $I_d$  — соответственно номинальное и текущее значения выпрямленного тока;  $\mu$  — число мостовых схем, питающихся от трансформатора по схеме «треугольник — звезда»;  $l$  — то же, но по схеме «звезда — звезда»;  $\alpha_i$  и  $\alpha_j$  — углы отпирания тиристоров, отсчитываемые от точки естественной коммутации;  $\gamma_i$  и  $\gamma_j$  — углы коммутации тиристоров трехфазных мостов;  $k_i$  и  $k_j$  — коэффициенты трансформации.

Для многомостовых преобразователей при поочередном управлении тиристорными группами в мостах в выражении (6) изменяются величины  $L_{(n)}$  и  $M_{(n)}$ . Они получены аналогично варианту

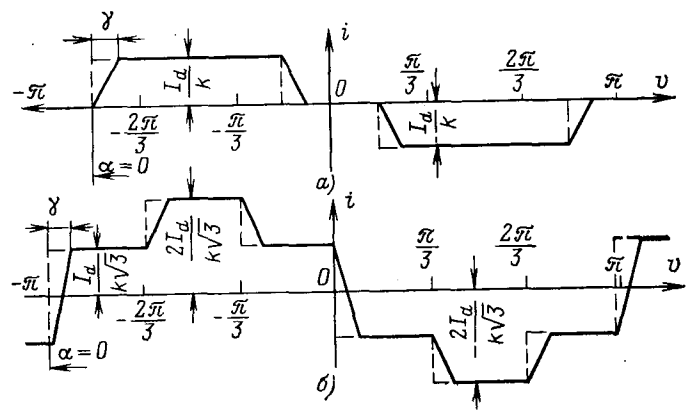


Рис. 1. Кривые первичного тока трехфазного моста. а — с трансформатором по схеме «звезда — звезда»; б — то же, но по схеме «треугольник — звезда».

ПУМ и определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned}
 L_{(n)} = \frac{2}{n} \sin n \frac{\pi}{3} \left[ \sum_{i=1}^{\mu} \frac{1}{k_i \gamma_i} \cos n \left( \alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} - \right. \right. \\
 \left. \left. - \frac{\pi}{2} \right) \sin n \frac{\gamma_i}{2} - \sum_{j=1}^r \frac{1}{k_j \gamma_j} \cos n \left( \alpha_j + \right. \right. \\
 \left. \left. + \frac{\gamma_j}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \sin n \frac{\gamma_j}{2} \right] + \frac{1}{n \sqrt{3}} \left\{ \sum_{\xi=1}^l \frac{1}{k_{\xi} \gamma_{\xi}} \sin n \frac{\gamma_{\xi}}{2} \times \right. \\
 \times \left[ \eta \sin n \left( \alpha_{\xi} + \frac{\gamma_{\xi}}{2} \right) + 2 \cos n \left( \alpha_{\xi} + \frac{\gamma_{\xi}}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \sin n \frac{\pi}{6} \right] + \\
 \left. + \sum_{\tau=1}^{\nu} \frac{1}{k_{\tau} \gamma_{\tau}} \sin n \frac{\gamma_{\tau}}{2} \left[ \eta \sin n \left( \alpha_{\tau} + \frac{\gamma_{\tau}}{2} \right) - \right. \right. \\
 \left. \left. - 2 \cos n \left( \alpha_{\tau} + \frac{\gamma_{\tau}}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \sin n \frac{\pi}{6} \right] \right\}; \\
 M_{(n)} = \frac{2}{n} \sin n \frac{\pi}{3} \left[ \sum_{i=1}^{\mu} \frac{1}{k_i \gamma_i} \sin n \left( \alpha_i + \frac{\gamma_i}{2} - \right. \right. \\
 \left. \left. - \frac{\pi}{2} \right) \sin n \frac{\gamma_i}{2} - \sum_{j=1}^r \frac{1}{k_j \gamma_j} \sin n \left( \alpha_j + \frac{\gamma_j}{2} + \right. \right. \\
 \left. \left. + \frac{\pi}{2} \right) \sin n \frac{\gamma_j}{2} \right] - \frac{1}{n \sqrt{3}} \left\{ \sum_{\xi=1}^l \frac{1}{k_{\xi} \gamma_{\xi}} \sin n \frac{\gamma_{\xi}}{2} \left[ \eta \cos n \times \right. \right. \\
 \times \left( \alpha_{\xi} + \frac{\gamma_{\xi}}{2} \right) - 2 \sin n \left( \alpha_{\xi} + \frac{\gamma_{\xi}}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \sin n \frac{\pi}{6} \right] + \\
 \left. + \sum_{\tau=1}^{\nu} \frac{1}{k_{\tau} \gamma_{\tau}} \sin n \frac{\gamma_{\tau}}{2} \left[ \eta \cos n \left( \alpha_{\tau} + \frac{\gamma_{\tau}}{2} \right) + \right. \right. \\
 \left. \left. + 2 \sin n \left( \alpha_{\tau} + \frac{\gamma_{\tau}}{2} + \frac{\pi}{2} \right) \sin n \frac{\pi}{6} \right] \right\},
 \end{aligned}$$

где  $\eta = 1 - (-1)^n$ ;  $\mu$  — число анодных тиристорных групп, питающихся от трансформатора по схеме «звезда — звезда»;  $r$  — то же, но число катодных групп;  $l$  — число анодных тиристорных групп, питающихся от трансформатора по схеме «треугольник — звезда»;  $\nu$  — то же, но число катодных групп.

Углы коммутации тиристоров определяются по формуле [Л. 4]:

$$\gamma = \arccos(\cos \alpha - x'_p) - \alpha.$$

Здесь

$$x'_p = \frac{x_p [3N_L + 2(\cos \psi_l - 1)^2]}{6\sqrt{2}(N_L + 1) \sin \frac{\psi_l}{2}}; \quad (7)$$

$x_p = \frac{x_{kl}}{E_{2ф}}$  — коэффициент реактивности преобразова-

тельной схемы; по данным [Л. 6] он может изменяться в пределах 0,01—0,4;  $N_L$  — отношение приведенной вторичной индуктивности рассеяния к первичной; с достаточной для практики точностью можно принять  $N_L = 1$ ;  $\psi_l$  — угол между векторами напряжений коммутируемых фаз.

Граничный угол регулирования каждого выпрямительного моста или отдельной тиристорной группы в инверторном режиме принят равным:

$$\alpha_{гр} = \arccos\left(\cos \frac{11\pi}{12} + x'_p\right), \quad (8)$$

т. е. из условия сохранения угла закрывания  $15^\circ$ , что ограничивает область устойчивой работы инвертора суммой углов  $\alpha + \gamma = 165^\circ$ .

Действующие значения первичного тока рассматриваемых преобразователей можно определить следующим образом:

$$I_{\pi}^* = \frac{I_{\pi}^*}{\pi} \sqrt{2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} [L_{(n)}^2 + M_{(n)}^2]}. \quad (9)$$

Здесь за базовое значение тока принят ток  $I_{\pi}^*$ .

По выражениям (6) — (8) были выполнены расчеты для шести- и двенадцатипульсных преобразователей с последовательным соединением двух, четырех и шести трехфазных мостов, так как эти схемы представляют наибольший практический интерес. У шести- и двенадцатипульсных преобразователей все мосты запитаны от трансформатора с несколькими вторичными обмотками (или отдельных трансформаторов) по схеме «звезда — звезда», а у двенадцатипульсных только половина мостов. Остальные подключены к вторичным обмоткам трансформатора (или отдельным трансформаторам) по схеме «треугольник — звезда».

Расчеты при ПУМ показали, что процесс коммутации неоднозначно влияет на амплитуды гармоник первичного тока. Первые гармоники шести- и двенадцатипульсных многомостовых преобразователей, рассчитанные в относительных единицах, совпадают по значению и незначительно зависят от процесса коммутации. Максимальные значения амплитуд высших гармоник первичного тока уменьшаются. Это объясняется уменьшением искажений в кривой первичного тока за счет влияния процесса коммутации тиристоров.

Необходимо отметить, что во всем диапазоне регулирования, за исключением случая, когда полностью открыты тиристоры всех мостов, гармонический состав первичного тока шести- и двенадцатипульсных многомостовых преобразователей одинаковый. Это объясняется тем, что на каждом этапе управления регулируется только один какой-либо

выпрямительный мост. Самыми низшими, кроме основной, гармониками первичного тока многомостовых преобразователей являются 5-я и 7-я. Результаты расчета зависимостей амплитуд этих и более высших гармоник от угла управления тиристоров по выражениям (6) — (8) применительно к двухмостовым преобразователям с ПУМ совпадают с приведенными в [Л. 5].

На рис. 2 показаны зависимости  $I_{(n)max}^* = f(x'_p)$  многомостовых преобразователей для случая ПУМ. Здесь при каждом конкретном  $x'_p$  сначала определялись амплитуды гармоник первичного тока для всего диапазона изменения углов отпирания  $\alpha$ , а затем выбиралось значение наибольшей амплитуды гармоники  $I_{(n)max}^*$  в данном диапазоне. Согласно (7) с увеличением  $x'_p$  углы коммутации увеличиваются. Изменение  $x'_p$  в пределах от 0 до 0,5 позволило охватить все возможные варианты соотношений параметров цепи коммутации реальных преобразователей.

Результаты расчетов показали, что у шести- и двенадцатипульсных преобразователей с одинаковым числом мостов зависимости  $I_{(n)max}^* = f(x'_p)$  5-й, 7-й и других гармоник практически совпадают. Кроме того, с увеличением числа мостов в преобразователе максимальные значения амплитуд высших гармоник снижаются.

Для снижения искажений питающей сети на первичной стороне многомостовых преобразователей с ПУМ целесообразно устанавливать сетевые фильтры на 5-ю и 7-ю гармоники. Рис. 2 позволяет сделать вывод о допустимости расчета этих фильтров при допущении мгновенности коммутации тиристоров.

При поочередном управлении тиристорными группами в мостах в первичном токе шести- и двенадцатипульсных многомостовых преобразователей появляются 2-я и 4-я гармоники. Учет процесса коммутации оказывает аналогичное влияние на гармоники тока, что и при ПУМ.

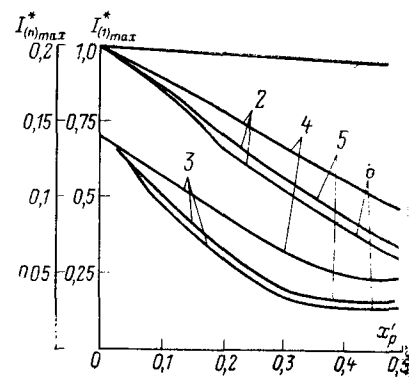
Полученные результаты с учетом [Л. 7] могут быть использованы для определения энергетических коэффициентов и составляющих полной мощности многомостовых преобразователей:

коэффициент искажения первичного тока

$$k_{\pi} = \sqrt{\frac{L_{(1)}^2 + M_{(1)}^2}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} [L_{(n)}^2 + M_{(n)}^2]}}; \quad (10)$$

Рис. 2. Зависимости  $I_{(n)max}^* = f(x'_p)$  для шести- и двенадцатипульсных многомостовых преобразователей с ПУМ ( $I_a = \text{const}$ ).

1 — 1-я гармоника, число мостов два, четыре, шесть; 2 — 5-я гармоника; 3 — 7-я; 4 — два моста; 5 — четыре моста; 6 — шесть мостов.



коэффициент сдвига

$$k_c = \frac{|M_{(1)}|}{\sqrt{L_{(1)}^2 + M_{(1)}^2}}; \quad (11)$$

коэффициент мощности

$$k_m = k_n k_c = \frac{|M_{(1)}|}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} [L_{(n)}^2 + M_{(n)}^2]}. \quad (12)$$

Составляющие полной мощности могут быть определены через коэффициенты  $k_n$ ,  $k_c$  и  $k_m$  [Л. 7].  
Активная мощность

$$P_a^* = U_d^* I_d^*, \quad (13)$$

где  $U_d^* = U_d / U_{d0}$  — среднее значение выпрямленного напряжения, отнесенное к максимальному выпрямленному напряжению преобразователя определяется по формуле:

$$U_d^* = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{1\phi} M'_{(1)}. \quad (14)$$

Реактивная мощность

$$P_p^* = \frac{P_a^*}{k_m} \sqrt{1 - k_c^2};$$

мощность искажения

$$P_n^* = \frac{P_a^*}{k_m} \sqrt{1 - k_c^2};$$

полная мощность, потребляемая преобразователем из сети,

$$P_n^* = \sqrt{P_a^{*2} + P_p^{*2} + P_n^{*2}}.$$

По соотношениям (10)–(12) были рассчитаны значения перечисленных коэффициентов для многомостовых преобразователей. Некоторые из полученных результатов представлены на рис. 3. Расчеты показали, что с увеличением угла коммутации, улучшается форма кривой первичного тока, но увеличивается сдвиг этой кривой по отношению к напряжению сети. Этот сдвиг оказывает определяю-

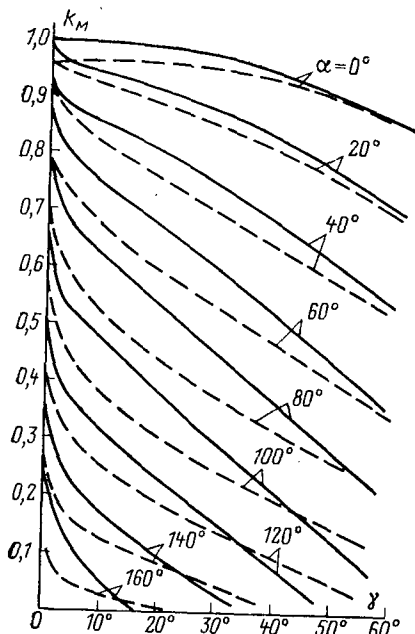


Рис. 3. Зависимости  $k_m = f(\alpha)$  для двухмостовых преобразователей с ПУМ ( $I_d = \text{const}$ ).

— шести- и двенадцатипульсного.

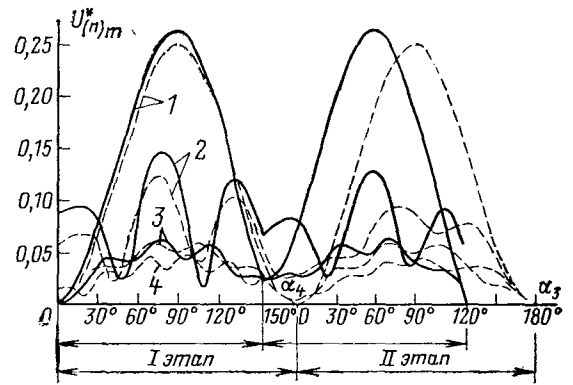


Рис. 4. Зависимости  $U_{(n)m}^* = f(\alpha)$  для шести- и двенадцатипульсных преобразователей при ПУТГ ( $I_d = \text{const}$ ).

1 — 3-я гармоника; 2 — 6-я; 3 — 9-я; 4 — 12-я; — с учетом коммутации (при  $x_p = 0,1$ ); - - - без учета коммутации.

щее влияние на коэффициент мощности, и поэтому он уменьшается с увеличением угла коммутации.

Аналогичные результаты получены при поочередном управлении тиристорными группами.

Выражение для амплитуд гармоник выпрямленного напряжения многомостовых преобразователей при ПУМ и ПУТГ в соответствии с [Л. 9] и полученными выше результатами имеет вид:

$$U_{(n)m}^* = \frac{3\sqrt{2} U_{1\phi}}{\pi^2 (n^2 - 1)} \sqrt{\frac{[(n+1)L'_{(n-1)} - (n-1)L'_{(n+1)}]^2 + [(n-1)M'_{(n+1)} - (n+1)M'_{(n-1)}]^2}{(n-1)^2}} \quad (15)$$

где  $U_{(n)m}^* = \frac{U_{(n)m}}{U_{d0}}$  — амплитудное значение гармоник выпрямленного напряжения, отн. ед.;  $U_{d0}$  — максимальное выпрямленное напряжение преобразователя;  $U_{1\phi} = \frac{U_{1\phi}}{U_{d0}}$  — действующее значение первичного фазного напряжения питающего преобразователя.

При записи  $L'_{(n)}$  и  $M'_{(n)}$  необходимо в выражениях  $L_{(n)}$  и  $M_{(n)}$  коэффициенты трансформации  $k$  заменить на  $k^2$ . Эта замена обусловлена переходом от вторичных фазных напряжений, питающих отдельные мосты, к первичному фазному напряжению преобразователя с целью компактности записи выражений  $L'_{(n)}$  и  $M'_{(n)}$  для (15), а следовательно, удобства расчетов.

По выражению (15) были рассчитаны зависимости  $U_{(n)m}^* = f(\alpha)$  для многомостовых преобразователей при ПУМ. Они показали, что учет процесса коммутации приводит в основном к уменьшению амплитуд гармоник выпрямленного напряжения. У шести- и двенадцатипульсных преобразователей с одинаковым числом мостов амплитуды гармоник, кратных 12, совпадают по значению во всем диапазоне регулирования. Результаты, полученные для двухмостовых преобразователей, совпадают с приведенными в [Л. 5].

Основной гармоникой в выпрямленном напряжении шести- и двенадцатипульсных многомостовых преобразователей следует считать 6-ю гармонику. При поочередном управлении тиристорными группами у многомостовых преобразователей основной следует считать 3-ю гармонику. На рис. 4 в ка-

честве примера приведены зависимости  $U_{(n)m}^* = f(\alpha)$  для шестипульсного двухмостового преобразователя.

Регулировочная характеристика многомостовых преобразователей может быть рассчитана по формуле (14).

Данные экспериментальных исследований преобразователей с последовательным соединением двух мостов при их поочередном управлении, приведенные в [Л. 3], подтвердили правильность приведенных в данной статье результатов. На основании проведенных исследований необходимо отметить следующее:

при расчете коэффициента мощности привода ТП—Д большой мощности с многомостовыми преобразователями и поочередным управлением необходимо учитывать процесс коммутации тиристоров;

по полученным выражениям можно рассчитывать характеристики многомостовых преобразователей при поочередном управлении мостами и при поочередном управлении тиристорными группами с учетом процесса коммутации и различных величин напряжений, питающих отдельные мосты.

Полученные результаты могут быть использованы при расчете сетевых фильтров, устройств компенсации реактивной мощности и при выборе значения дополнительной индуктивности в цепи выпрямленного тока.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мощные тиристорные выпрямители для электроприводов постоянного тока. М., «Энергия», 1975. 53 с. Авт.: Э. М. Аптер, Г. Г. Жемеров, И. И. Левитан, А. Г. Элькин.
2. Тиристорный электропривод постоянного тока. М., «Энергия», 1971. 12 с. Авт.: Я. Ю. Солодухо, Р. Э. Белявский, С. Н. Плеханов, А. Х. Шоруков.
3. Энергетические характеристики преобразователей с последовательным соединением мостовых схем. — «Изв. вузов. Энергетика», 1973, № 10. 32 с. Авт.: Б. В. Васильев и др.
4. Влияние индуктивностей питающего трансформатора преобразователя на процесс коммутации. — «Электротехника», 1973, № 10. 15 с. Авт.: А. П. Иванов и др.
5. Гармонический анализ первичного тока и выпрямленного напряжения преобразователей с поочередным управлением. — «Изв. вузов. Энергетика», 1976, № 7. 39 с. Авт.: А. Д. Динкель и др.
6. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи. Ч. III. М., Госэнергоиздат, 1956. 335 с.
7. Маевский О. А. Определение энергетических и составляющих полной мощности в вентильных преобразовательных установках. — «Электричество», 1965, № 3.
8. Определение состава гармонических в кривой первичного тока вентильных преобразователей с усложненными способами управления. — «Электротехника», 1973, № 10. Авт.: Д. И. Родькин и др.
9. Долбня В. Т., Дегтярев Е. Н. Метод анализа зависимых преобразователей частоты с явно выраженным звеном постоянного тока. — «Вестник Харьковского политехнического института. Преобразовательная техника», 1966, вып. 1, № 10 (58).

[21.10.1976]

УДК 621.316.1.052.63

## Передача несимметричного сигнала циркулярного телеуправления по высоковольтной распределительной сети

ТУВАРЖИЕВ В. К., ЦЫГАНКОВА Л. Г., ШЕСТОПАЛОВ В. Н.

Институт электродинамики АН УССР

Вопросы передачи сигнала циркулярного телеуправления рассматривались как при представлении линий в виде цепей с сосредоточенными параметрами [Л. 1], так и в виде цепей с распределенными параметрами [Л. 2]. В подавляющем большинстве систем циркулярного телеуправления применяется симметричный сигнал [Л. 3 и 4], который образуется путем подключения к сети трехфазного источника тональной частоты, используемого в качестве передающего устройства. В некоторых системах телеуправления, в частности тех, где используется пассивный способ образования сигнала [Л. 5], оказывается целесообразным использовать несимметричный сигнал, который может быть создан путем включения так называемого устройства управляемой нагрузки либо между двумя фазными проводами сети [Л. 6], либо между фазным проводом и нейтралью [Л. 7 и 8]. Несимметричный сигнал на тональных частотах может быть образован также с помощью специального тиристорного генератора ударного возбуждения [Л. 9].

При включении передающего устройства на линейное напряжение возникающий в сети несиммет-

ричный сигнал в соответствии с методом симметричных составляющих может быть представлен в виде суммы двух компонент — прямой и обратной последовательностей. Поскольку частота сигнала, как правило, во много раз больше частоты сети, сопротивления двигателей и генераторов энергосистемы для обеих последовательностей будут одинаковы и, следовательно, одинаковы полные схемы замещения сети энергосистемы. Это означает, что затухание сигнала телеуправления в элементах сети может рассчитываться только по схеме замещения прямой последовательности, т. е. так, как это делается для симметричного сигнала.

Иное положение возникает при включении передающего устройства на фазное напряжение сети, которое может оказаться предпочтительным в сетях напряжением 110 кВ и выше. В этом случае, очевидно, сигнал представляется в виде суммы составляющих трех последовательностей — прямой, обратной и нулевой.

Известно, что схема замещения электрической сети для токов нулевой последовательности в ряде случаев заметно отличается от схемы замещения для токов прямой последовательности. Поэтому



при фазном включении передающего устройства точное определение уровня сигнала следует осуществлять с учетом особенностей составляющей нулевой последовательности. Это не означает, естественно, что нельзя производить приближенную оценку уровня сигнала только по схеме для токов прямого чередования фаз.

Описание некоторых вопросов методики расчета напряжений сигнала и параметров передающего устройства применительно к включению этого устройства между фазой сети и землей в системе с глухозаземленной нейтралью посвящена [Л. 10]. К сожалению, ориентация этой работы на однородные схемы замещения электрической сети, а также слабая аргументация ее результатов не позволяют воспользоваться ею для многих практических задач. Как следует из расчетов различных сетей [Л. 1 и 2], емкости косинусных батарей, а также распределенные емкости линий оказывают заметное влияние на прохождение сигнала телеуправления по электрической сети. Не может не влиять в этих условиях и активная составляющая сопротивления нагрузки. Учет этих факторов в расчетах уровней сигнала следует считать, пожалуй, обязательным.

В соответствии с общими принципами метода симметричных составляющих сигнал, создаваемый в сети передающим устройством телеуправления как активного, так и пассивного типа, может быть представлен в виде суммы трех составляющих:

$$U_c = \sum U_c^{(s)}, \quad (1)$$

где  $s=0, 1, 2$  — символ соответствующей последовательности симметричных составляющих.

Каждая из составляющих уровня сигнала определяется следующим образом:

$$U_c^{(s)} = \frac{I_c}{3} \frac{1}{y^{(s)}}, \quad (2)$$

где  $y^{(s)}$  — общая проводимость всей сети на частоте сигнала для последовательности  $s$ ;  $I_c$  — ток сигнала тональной частоты, создаваемый в сети передающим устройством.

Можно отметить, что при образовании сигнала устройством пассивного типа с внутренним сопротивлением  $R_{вн}$  ток сигнала, как следует из [Л. 11], может быть определен из выражения:

$$I_c = \frac{EC_k}{R_{вн}},$$

где  $C_k$  — коэффициент разложения в ряд Фурье кривой тока, потребляемого передающим устройством;  $E$  — действующее значение э.д.с. источника питания сети.

Общая проводимость сети определяется как сумма проводимостей всех элементов сети, присоединенных к месту подключения передающего устройства. Как правило, этим местом являются распределительные шины опорной подстанции сети. Таким образом, общая проводимость может быть определена как

$$y^{(s)} = y_{\pi}^{(s)} + \sum_1^N y_{\text{пр}}^{(s)}, \quad (3)$$

где  $y_{\pi}^{(s)}$  — проводимость цепи источника питания сети для  $s$ -й последовательности;  $y_{\text{пр}}^{(s)}$  — проводимость цепи присоединения для той же последовательности;  $N$  — общее количество присоединений к сборным шинам без учета источника питания.

Присоединениями, как правило, являются линии. Поэтому проводимость присоединения является по существу входной проводимостью линии. Линия передачи, которая представляет собой цепь с распределенными параметрами для удобства вычислений, рассматривается упрощенно как цепь с сосредоточенными параметрами. Такой подход при теоретическом исследовании линии в качестве канала связи для передачи сигналов управления на повышенных частотах приводит к чрезмерному усложнению аналитических зависимостей и накладывает неоправданные ограничения по толкованию полученных результатов. Исходя из этого в настоящей статье линия передачи рассматривается как цепь с распределенными параметрами.

Связь между токами и напряжениями начала и конца некоторого участка такой линии определяется известными уравнениями:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_2 \operatorname{ch} \sqrt{zy} + I_2 \sqrt{\frac{z}{y}} \operatorname{sh} \sqrt{zy}; \\ I_1 &= U_2 \sqrt{\frac{y}{z}} \operatorname{sh} \sqrt{zy} + I_2 \operatorname{ch} \sqrt{zy}, \end{aligned}$$

где  $z$  и  $y$  — соответственно продольное сопротивление и поперечная проводимость линии, пропорциональные ее длине.

Поскольку на тональных частотах активные составляющие сопротивления и проводимости линии малы по сравнению с реактивными составляющими, можно считать:

$$z = j\omega L_0 l, \quad y = j\omega C_0 l, \quad (4)$$

где  $L_0$  и  $C_0$  — погонные значения индуктивности и емкости соответственно.

Отношение тока к напряжению в конце линии является проводимостью ее нагрузки, величина которой может быть описана формулой:

$$y = \frac{A + jB}{z_{\lambda}}, \quad (5)$$

где  $A$  и  $B$  соответственно активная и реактивная составляющие проводимости нагрузки, приведенные к натуральной мощности линии и ее номинальному напряжению;  $z_{\lambda}$  — волновое сопротивление линии.

С учетом (4) и (5) уравнения линии приобретают вид:

$$U_1 = U_2 (\cos v - B \sin v + jA \sin v); \quad (6)$$

$$I_1 = \frac{U_2}{z_{\lambda}} [A \cos v + j(\sin v + B \cos v)], \quad (7)$$

где  $v$  — фазовый угол распространения волны.

Из уравнения (6) могут быть определены: коэффициент ослабления тонального сигнала на рассматриваемом участке линии

$$k_{12} = \left| \frac{U_1}{U_2} \right| = \sqrt{\frac{1}{2} [1 + A^2 + B^2 + (1 - A^2 - B^2) \cos 2v - 2B \sin 2v]};$$

угол поворота вектора напряжения сигнала

$$\xi_{12} = \arctg \frac{A \sin \nu}{\cos \nu - B \sin \nu}; \quad (8)$$

значение проводимости нагруженной линии

$$y_n = \frac{I_1}{U_1} = \frac{1}{z_\lambda} \frac{2A + j[(1 - A^2 - B^2) \sin 2\nu + 2B \cos 2\nu]}{2k_{12}^2}, \quad (9)$$

которая может быть выражена так же, как и проводимость нагрузки

$$y_n = \frac{A_n + jB_n}{z_\lambda}.$$

Для последовательности  $s$  в соответствии с (9), входная проводимость присоединения линии определяется следующим образом:

$$y_{np}^{(s)} = \frac{1}{z_\lambda^{(s)}} \frac{2A^{(s)} + j[(1 - A^{(s)2} - B^{(s)2}) \sin 2\nu^{(s)} + 2B \cos 2\nu^{(s)}]}{2k^{(s)2}}. \quad (10)$$

Здесь  $A^{(s)}$  и  $B^{(s)}$  — соответственно активная и реактивная составляющая проводимости общей нагрузки линии (включая нагрузку подстанции, которую питает эта линия, и входные проводимости отходящих от этой подстанции линий) для  $s$ -й последовательности, приведенные к волновому значению проводимости той же последовательности, а  $k^{(s)}$  — коэффициент ослабления тонального сигнала для  $s$ -й последовательности,

$$k^{(s)} = \sqrt{\frac{1}{2} [1 + A^{(s)2} + B^{(s)2} + [1 - A^{(s)2} - B^{(s)2}] \times \times \cos 2\nu^{(s)} - 2B \sin 2\nu^{(s)}]}. \quad (11)$$

Угол поворота вектора напряжения сигнала вдоль рассматриваемой линии в соответствии с (8) может быть определен из формулы:

$$\xi^{(s)} = \arctg \frac{A^{(s)} \sin \nu^{(s)}}{\cos \nu^{(s)} - B^{(s)} \sin \nu^{(s)}}. \quad (12)$$

В формулах (10)–(12) использовано значение фазового угла распространения волны с относительной частотой  $\omega/\Omega$  вдоль линии протяженностью  $l$ , определяемое следующим образом:

$$\nu^{(s)} = 2\pi \frac{\omega}{\Omega} \frac{l}{\lambda_0^{(s)}},$$

где  $\lambda_0^{(s)} = \frac{v^{(s)}}{f_0}$  — длина волны промышленной частоты  $f_0$  при скорости ее распространения

$$v^{(s)} = \frac{1}{\sqrt{L_0^{(s)} C_0^{(s)}}},$$

$L_0^{(s)}$ ,  $C_0^{(s)}$  — погонные значения индуктивности и емкости линии последовательности  $s$ , численные значения которых для линий различных конструкций приведены в [Л. 12 и 13].

Источником питания распределительной электрической сети обычно являются трансформаторы опорной подстанции, связывающие рассматриваемую сеть с сетью более высокого напряжения. В сетях 110 кВ и выше, работающих с глухозаземленной нейтралью, нейтрали таких трансформаторов, как правило, соединены с землей. В этих условиях проводимость источника питания оказывается одинаковой для всех последовательностей, если

используются группы однофазных трансформаторов. Ее величина, приведенная к тем же относительным единицам, что и проводимость линии, может быть определена для относительной частоты  $\omega/\Omega$  из выражения

$$y_n = -j \frac{\delta_n}{z_\lambda e_{к.н}} \frac{\omega}{\Omega},$$

где  $e_{к.н}$  — напряжение короткого замыкания трансформаторов опорной подстанции,  $\delta_n = \frac{W_n}{P_e}$  — установ-

ленная мощность трансформаторов опорной подстанции, выраженная в долях натуральной мощности линии рассматриваемой сети.

Общая нагрузка сетевой подстанции может быть подразделена на три группы. К первой следует относить устройства, потребляемая мощность которых не зависит от частоты: осветительные приборы, нагревательные устройства, выпрямительные установки и т. п. Эти потребители в схеме замещения могут быть представлены в виде сопротивления  $R$ .

Ко второй группе потребителей можно относить двигательную нагрузку и прежде всего асинхронную, которая в схеме замещения представляется в виде некоторого индуктивного сопротивления  $x$ .

В третью характерную группу целесообразно выделить «косинусные» батареи. Сопротивление этих батарей обозначено через  $x_c$ .

Принципиальная схема сетевой подстанции с подключенной нагрузкой и расчетная схема замещения приведены на рис. 1. Для указанных условий общая проводимость этой подстанции определяется выражением:

$$y = \frac{1}{x_{св}} \frac{\frac{R}{x_{св}} \left( \frac{x_0}{x_{св}} \right)^2 - j \left( \frac{x_0}{x_{св}} \right)^2 + \left( \frac{R}{x_{св}} \right)^2 \left( 1 + \frac{x_0}{x_{св}} \right)}{\left( \frac{x_0}{x_{св}} \right)^2 + \left( \frac{R}{x_{св}} \right)^2 \left( 1 + \frac{x_0}{x_{св}} \right)}, \quad (13)$$

где

$$x_0 = \frac{xx_c}{x + x_c}. \quad (14)$$

Формулой (13) удобно пользоваться, если представлять входящие в нее величины в виде безразмерных параметров, большинство которых определяется на основе усредненных величин.

Обозначим отношение мощности нагрузки промышленной частоты  $W_n$  к установленной мощности трансформаторов сетевой подстанции  $W_T$  через  $\alpha$ ,

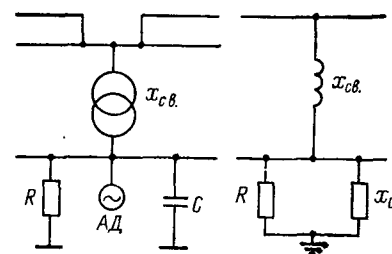


Рис. 1. Принципиальная и расчетная схема сетевой подстанции.

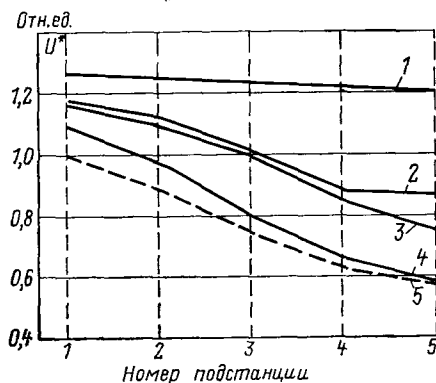


Рис. 2. Структурная схема расчетного участка типовой сети.

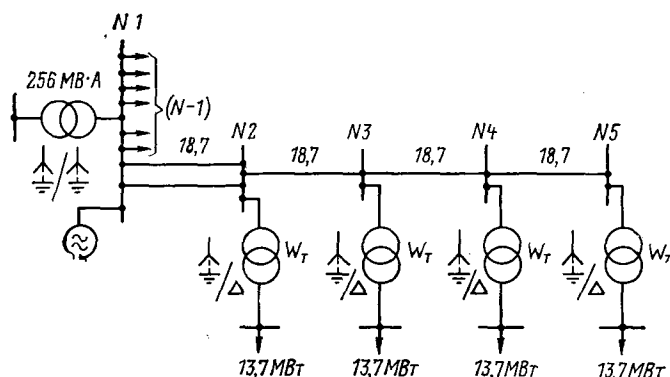


Рис. 3. Изменение уровня сигнала частоты 500 Гц вдоль линии при разных режимах нейтрали сетевых трансформаторов.

а отношение мощности той части нагрузки, которая не зависит от частоты  $P_R$  к общей мощности нагрузки через  $\beta$ :

$$\frac{W_H}{W_T} = \alpha; \quad \frac{P_R}{W_H} = \beta.$$

Тогда

$$R = \frac{U^2}{P_R} = \frac{1}{\alpha\beta} \frac{U^2}{W_T}.$$

В тех расчетах, где одновременно рассматриваются параметры нагрузок и параметры линий, удобно применять в качестве базисных относительных единиц номинальное напряжение питающей линии и ее натуральную мощность  $P_e = U^2/z_\lambda$ .

Связав величины натуральной и установленной мощности трансформаторов коэффициентом  $\delta = W_T/P_e$ , получим формулу для нахождения сопротивления  $R$ :

$$R = \frac{z_\lambda}{\alpha\beta\delta}. \quad (15)$$

Для определения сопротивления второй группы потребителей воспользуемся диаграммой мощности нагрузки промышленной частоты, на основании которой напомним

$$W_H^2 = (P_R + P_x)^2 + Q_x^2,$$

где  $P_x = W_x \cos \varphi$  — активная, а  $Q_x = W_x \sin \varphi$  — реактивная составляющие двигательной нагрузки.

Решение этого уравнения с учетом  $P_R$  дает

$$W_x = W_H (-\beta \cos \varphi + \sqrt{1 - \beta^2 \sin^2 \varphi}).$$

Следовательно, сопротивление этой нагрузки, приведенное к базисным условиям, может быть определено как

$$z_x = \frac{U^2}{W_x} = z_\lambda \frac{\beta \cos \varphi + \sqrt{1 - \beta^2 \sin^2 \varphi}}{\alpha\delta(1 + \beta^2)}.$$

Если к двигателю приложено напряжение тональной частоты, существенно отличающейся от промышленной, то ротор двигателя по отношению к полю тональной частоты можно считать неподвижным. В этом случае двигатель следует представить индуктивностью, величина которой определяется параметром короткого замыкания двигателя  $\gamma$  и значением частоты:

$$x = \gamma z_x \frac{\omega}{\Omega} = z_\lambda \gamma \frac{\omega}{\Omega} \frac{\beta \cos \varphi + \sqrt{1 - \beta^2 \sin^2 \varphi}}{\alpha\delta(1 + \beta^2)}.$$

Параметр  $\gamma$  определяется конструктивными особенностями двигателя. Его значения лежат в пределах от 0,2 до 0,35.

Мощность конденсаторной батареи можно связать с реактивной мощностью двигательной нагрузки через коэффициент  $\mu$ , определяющий степень компенсации реактивной мощности:

$$Q_C = -\mu Q_x.$$

Учитывая это выражение, может быть определено сопротивление «косинусной» батареи на тональной частоте:

$$x_C = \frac{U^2}{Q_C} = -z_\lambda \frac{\omega}{\Omega} \frac{\beta \cos \varphi + \sqrt{1 - \beta^2 \sin^2 \varphi}}{\alpha\delta\mu \sin \varphi (1 - \beta^2)}.$$

Общее реактивное сопротивление нагрузки сетевой подстанции в соответствии с (14):

$$x_0 = z_\lambda \gamma \frac{\omega}{\Omega} \frac{\beta \cos \varphi + \sqrt{1 - \beta^2 \sin^2 \varphi}}{\alpha\delta(1 - \beta^2) \left(1 - \mu \frac{\omega^2}{\Omega^2} \gamma \sin \varphi\right)}. \quad (16)$$

Реактивное сопротивление трансформаторов сетевой подстанции на тональной частоте определяется следующим образом:

$$x_{CB} = z_\lambda \frac{\omega}{\Omega} \frac{e_{к.св}}{\delta}. \quad (17)$$

Это выражение справедливо, когда между питающей линией и нагрузкой имеется одна ступень трансформации. Если количество ступеней трансформации больше, то выражением также можно пользоваться, однако при этом следует считать

$$e_{к.св} = \sum_{i=1}^n e_{ki}.$$

На основании (15) и (17) имеем:

$$\frac{R}{x_{CB}} = \frac{1}{\alpha\beta \frac{\omega}{\Omega} e_{к.св}}, \quad (18)$$

а на основании (16) и (17)

$$\frac{x_0}{x_{CB}} = \frac{\gamma}{e_{к.св} \alpha (1 - \beta^2)} \frac{\beta \cos \varphi + \sqrt{1 - \beta^2 \sin^2 \varphi}}{\left(1 - \beta \frac{\omega^2}{\Omega^2} \gamma \sin \varphi\right)}. \quad (19)$$

Формулы (17)–(19) совместно с (13) позволяют определить значение проводимости сетевой подстанции. Как видно из структуры этих формул, при принятых обозначениях величина проводимости приводится к виду (5).

Проводимости нагрузки сетевой подстанции для прямой и обратной последовательностей будут одинаковы и в принятых относительных единицах равны:

$$y_n^{(1,2)} = \frac{A_n + jB_n}{z_{\lambda}^{(1)}}$$

Проводимость ветви нагрузки для нулевой последовательности определяется схемой соединения обмоток трансформаторов подстанций. На сетевых подстанциях 110/35 кВ, как правило, устанавливаются трансформаторы одиннадцатой группы, вторичная обмотка которых соединена в треугольник, а первичная — в звезду, причем нулевая точка звезды может быть заземленной или изолированной. Если нейтраль трансформатора не заземлена, то отсутствует путь тока нулевой последовательности по обмоткам трансформатора, и проводимость нагрузки в этом случае равна нулю.

Если же нейтраль трансформатора заземлена, то проводимость нагрузки будет определяться только рассеянием трансформатора. В этом случае величина проводимости в выбранных относительных единицах будет равна:

$$y_n^{(0)} = -j \frac{\delta}{z_{\lambda} e_K \frac{\omega}{\Omega}}$$

Здесь  $\delta$  — относительная мощность трансформатора в долях натуральной мощности.

Режим нейтрали сетевых трансформаторов определяется рядом противоречивых требований, главными из которых являются обеспечение необходимых эксплуатационных условий работы как при перенапряжениях, так и при несимметричных замыканиях в сетях. К сожалению, еще нет общей методики расчета и выбора наиболее благоприятного режима нейтрали с учетом всех требований [Л. 14].

Приведенные общие закономерности являются достаточными для расчета уровня несимметричного сигнала, создаваемого в распределительной электрической сети как активным, так и пассивным способами. При этом может быть использована следующая методика:

составляются схемы замещения электрической сети для каждой последовательности и определяются параметры линий, трансформаторов и нагрузок; вычисляются проводимости отдельных элементов схемы каждой последовательности, а также проводимости каждого присоединения; расчет начинается с наиболее удаленных участков каждого присоединения и производится с постепенным «сворачиванием» сети к распределительным шинам опорной подстанции или любой другой точки сети, к которой подключено передающее устройство телеуправления, одновременно определяются коэффициенты ослабления сигнала, а также углы поворота вектора напряжения сигнала вдоль линии;

находятся общие проводимости сети для каждой последовательности и соответствующие этим последовательностям составляющие уровня сигнала в точке подключения передающего устройства;

с помощью коэффициентов ослабления и углов поворота вектора напряжения сигнала вычисляют-

Таблица 1

Характеристики сети	Средние значения	
	для конкретной сети	для типовой сети
Длина участка линии, км	18,7	18,7
Нагрузка участка линии, МВт	24	27,4
Нагрузка сетевой подстанции, МВт	13,7	13,7
Мощность опорной подстанции, МВ·А	256	256
Число участков на отходящем присоединении	3,74	4
в том числе		
одноцепных	2,78	3
двухцепных	0,95	1

ся отдельные составляющие его уровня (по модулю и фазе) для каждой точки распределительной сети;

находятся уровни сигнала в каждой точке сети как сумма составляющих всех трех последовательностей.

Распределительные сети всегда различаются между собой. Вместе с тем, результаты конкретных расчетов некоторых сетей могут быть с известным приближением распространены на другие сети, близкие к первым по конфигурации, мощности и другим параметрам. Поэтому удобно для анализа выделение некоторых сетей в виде типовых [Л. 15]. Расчеты, выполненные для таких сетей, позволяют получить характерные результаты и достаточно общие выводы.

В данном случае в качестве исходной конкретной сети была выбрана распределительная сеть 110 кВ одной из крупных энергосистем, охватывающей как промышленные, так и сельскохозяйственные районы. Энергосистема содержит 16 источников питания с общей установленной мощностью трансформаторов 4090 МВ·А (в качестве источников питания рассматривались опорные подстанции 330/110 кВ и районные электростанции) и 104 подстанции с суммарной нагрузкой 1430 МВт. Всего от шин источников питания отходит 41 присоединение со 114 участками, из которых 39 являются двухцепными. Таким образом, сеть содержит 153 линии общей протяженностью 2863 км. Суммарная нагрузка этих линий равна 3678 МВт.

По этим данным найдены средние значения, по которым составлена расчетная типовая схема сети (см. табл. 1).

Исходя из полученных данных, можно представить несколько вероятных структурных схем типового присоединения, причем каждая из схем будет содержать три одноцепных участка и один двухцепный.

При изучении вопроса передачи частотного сигнала наибольший интерес представляет структура в виде последовательной цепочки из четырех участков, головным из которых является двухцепный. Общая нагрузка такого присоединения без учета потерь в сети составляет 54,8 МВт. Если учесть, что средняя мощность источника питания составляет 256 МВ·А, то можно считать, что в типовой схеме сети должно содержаться  $N=4$  отходящих присоединения. Расчетный участок типовой сети

вместе с соответствующим источником питания будет иметь вид, представленный на рис. 2.

Эта схема была положена в основу исследования влияния режима нейтрали сетевых трансформаторов на уровень несимметричного сигнала, создаваемого в сети устройством телеуправления. При этом представлялось, что нагрузка подключена к шинам 0,4 кВ, а общая величина напряжения короткого замыкания трансформаторов всех ступеней от 110 кВ до 0,4 кВ  $e_{к.св}$  составляет 23% (ступень 110/35 кВ — 10%, ступень 35/10(6) кВ — 7,5%, ступень 10(6)/0,4 кВ — 5,5%).

В схеме нулевой последовательности для сетевых трансформаторов учитывалась только реактивность верхней ступени трансформации 110/35 кВ. Напряжение короткого замыкания источника питания  $e_{к.и}$  было принято равным 10%.

Средневзвешенное состояние коэффициента мощности нагрузки по данным измерений на 12 сетевых подстанциях исходной энергосистемы составил 0,925. В соответствии с этим в расчетах было принято, что коэффициент мощности потребителей без учета влияния конденсаторных батарей равен 0,85, а степень компенсации реактивной мощности  $\mu=0,3$ . Предполагалось также, что степень загрузки сетевых трансформаторов  $\alpha=0,74$ , а отношение части мощности нагрузки, не зависящей от частоты, к общей мощности нагрузки  $\beta=0,24$ . Параметр короткого замыкания двигателя принят равным 0,25.

Погонные параметры линий зависят, как известно, от конструктивных особенностей линий и от системы токов симметричных составляющих, протекающих по линии. Принятые в расчетах значения приведены в табл. 2.

Результаты расчетов уровней несимметричного сигнала приведены на рис. 3 и 4. При этом на рис. 3 представлено изменение уровней сигнала, создаваемого на частоте 500 Гц, вдоль линии при разных режимах нейтрали сетевых трансформаторов (кривая 1 — нейтрали всех сетевых трансформаторов изолированы, кривая 2 — нейтраль трансформатора на подстанции № 4 соединена с землей, кривая 3 — нейтраль трансформатора на подстанции № 5 заземлена, кривая 4 — нейтрали всех сетевых трансформаторов заземлены). Штриховой кривой 5 показано для сравнения изменения утроенного значения составляющей прямой последовательности уровня сигнала вдоль линии. В качестве базисного уровня на этом рисунке принято утроенное значение составляющей сигнала прямой последовательности в точке присоединения передающего устройства.

На рис. 4 приведено изменение уровня сигнала в начале  $U_1$  и в конце линии  $U_5$  при изменении

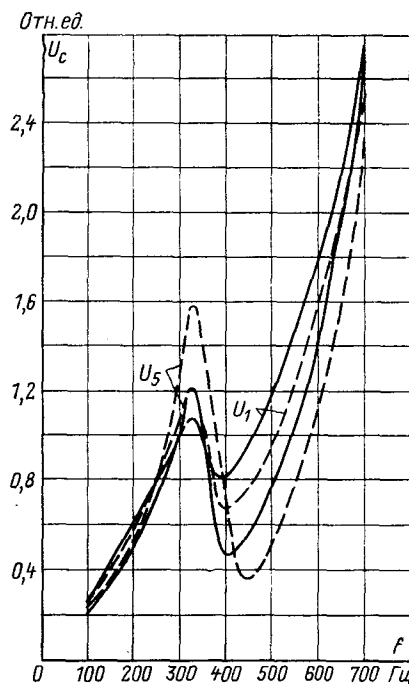


Рис. 4. Зависимость от частоты напряжения сигнала в начале ( $U_1$ ) и в конце линии ( $U_5$ ), если замкнута нейтраль трансформатора на п/ст № 5.

— — — расчет по прямой последовательности; — — — расчет с учетом нулевой последовательности.

частоты сигнала при заземленной нейтрали трансформатора на подстанции № 5. На этих же рисунках штриховыми линиями показаны для сравнения расчетные уровни сигнала, определенного только по схеме прямой (обратной) чередования фаз.

Расчеты показали, что уровень сигнала вдоль линии и его зависимость от частоты в основном определяется параметрами схем прямой и обратной последовательности. Влияние нулевой последовательности менее заметно при заземленных нейтралях сетевых трансформаторов, чем при изолированных.

С увеличением количества заземленных нейтралей уровень сигнала уменьшается. Особо большую роль играет заземление нейтралей последних вдоль линии трансформаторов. Уровень сигнала в этих режимах оказывается близким к уровню сигнала, определенного только по схеме прямой (обратной) последовательности. Это говорит о том, что когда допустимое определение сигнала с погрешностью 10—20%, его уровень может определяться без учета особенностей схемы нулевой последовательности. Полученные результаты справедливы как для активного, так и для пассивного способов образования сигнала.

Таблица 2

Погонный параметр		Одноцепный участок	Двухцепный участок
Прямая и обратная последовательность	Индуктивность, Гн/км	0,00127	0,00127
	Емкость, мкФ/км	0,009	0,009
Нулевая последовательность	Индуктивность, Гн/км	0,00287	0,00411
	Емкость, мкФ/км	0,005	0,0041

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов И. Н. Соотношения и закономерности при передаче сигналов тональной частоты по электрическим распределительным сетям. — «Электричество», 1973, № 11.
2. Туваржиев В. К., Цыганкова Л. Г., Шестопалов В. Н. О передаче сигналов телеуправления по электрическим распределительным сетям. — В кн.: Проблемы технической электродинамики, Киев, «Наукова думка», 1976, вып. 60.
3. Шестопалов В. Н. Циркулярное телеуправление. — «Энергохозяйство за рубежом», 1957, № 6.

4. Райнес Р. Л. Циркулярное телеуправление на тональных частотах в распределительных сетях. М., БТИ ОРГРЭС, 1961.
5. Пассивный способ образования сигнала в схемах телеуправления и защиты. — «Вестник АН УССР», Киев, 1973, № 10. Авт.: Л. И. Буслов, В. Н. Шестопалов, В. И. Кошман и др.
6. Буслов Л. И., Цыганкова Л. Г., Шестопалов В. Н. Установка циркуляционного телеуправления для сетей 6—10 кВ. Киев, «Наукова думка», 1969.
7. Система телеуправления—телесигнализации по силовым электрическим сетям на четных гармониках. Киев, Институт электродинамики АН УССР, 1973. Авт.: И. М. Сирота, Р. Б. Стариков, В. Н. Шестопалов, В. И. Кошман.
8. Туваржиев В. К., Цыганкова Л. Г., Шестопалов В. Н. Система аварийной циркулярной разгрузки электрической сети. — В кн.: Проблемы технической электродинамики, Киев, «Наукова думка», 1971, вып. 31.
9. Сорокер Ю. Ф. Тиристорный генератор тональной частоты для систем циркулярного частотного телеуправления. — В кн.: Вопросы оптимального развития энергосистем и новые технические средства их защиты. М., «Наука», 1970.
10. Сирота И. М. Прохождение сигналов телеуправления по электрическим распределительным сетям. — «Электричество», 1974, № 4.
11. Шестопалов В. И. О пассивном способе образования сигнала циркулярного телеуправления в электрической сети. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1972, вып. 37.
12. Ульянов С. А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. Л., «Энергия», 1964.
13. Лихачев Ф. А. Выбор, установка и эксплуатация дугогасящих аппаратов. М.—Л., Госэнергоиздат, 1955.
14. Айрапетян Г. А., Авакян М. А. Выбор режима заземления нейтралей трансформаторов в сетях 110 кВ и более высоких напряжений. — В кн.: Режимы нейтрали в электрических системах. Киев, «Наукова думка», 1974.
15. Краснова Н. С., Кузнецова В. И., Попов И. Н. Вопросы методики расчетов передачи сигналов тональной частоты по электрической сети ЦЧТ. — В кн.: Вопросы оптимального развития энергосистем и новые технические средства их защиты. М., «Наука», 1970.

[15.2.1977]

УДК 621.33:62-83:621.3.072

## Жесткость характеристик тягового электропривода при импульсном регулировании

Доктор техн. наук ИСАЕВ И. П., канд. техн. наук ФЕОКТИСТОВ В. П.  
Московский институт инженеров железнодорожного транспорта

Улучшение тяговых свойств электропоездов неразрывно связано с необходимостью повышения реализуемых при пуске и торможении значений коэффициента сцепления. С этой точки зрения перспективными являются системы импульсного регулирования тягового электропривода. Они позволяют реализовать более высокие, чем при реостатном пуске, значения коэффициента сцепления за счет исключения бросков тока и повышения жесткости характеристик в системе «импульсный преобразователь — тяговые двигатели» [Л. 1, 2].

При оценке эффективности импульсного регулирования представляет интерес как повышение жесткости характеристик тяговых двигателей при замене реостатного пуска импульсным, так и сравнение различных схем импульсного регулирования по критерию обеспечиваемой ими жесткости характеристик. Противобоксовочные свойства тяговых двигателей при питании их от тиристорных преобразователей электроэнергии рассмотрены в [Л. 3—5]. Однако авторы этих работ ограничились, главным образом, качественной оценкой систем и анализом результатов испытаний. Наряду с этим необходима методика количественной оценки жесткости характеристик, позволяющая в процессе проектирования тягового электропривода рассчитать его противобоксовочные свойства с учетом влияния импульсного преобразователя и системы авторегулирования.

Эту задачу можно решить на базе аналитического представления характеристик тяговых двигателей. Учитывая, что вычисление жесткости тяговой характеристики, как критерия противобоксовочных свойств привода, связано с операцией дифференцирования, соответствующее аналитическое выражение должно быть легко дифференцируемым. Поэтому целесообразно воспользоваться разработанной в [Л. 6] системой представления характеристик тяговых двигателей на базе аппроксимации характеристики намагничивания гиперболой

$$c\Phi = \frac{E}{n} = \frac{I}{AI + B}, \quad (1)$$

где  $c$  — конструктивная постоянная, В·мин/(об·Мкс);  $\Phi$  — магнитный поток, Мкс;  $E$  — э. д. с., В;  $n$  — частота вращения, об/мин;  $I$  — ток, А;  $A$ ,  $B$  — коэффициенты аппроксимации [об/(В·мин)]: для двигателя УРТ-110  $A=0,37$ ,  $B=30$ ; РТ-113 —  $A=0,25$ ,  $B=46$ ; РТ-117 —  $A=0,21$ ,  $B=49$ .

Жесткость характеристики  $I(n)$  определим дифференцированием уравнения электрического равновесия системы, которое

для электропоезда с реостатным пуском при условии идентичности всех его двигателей имеет вид:

$$U = \frac{I \sum_{i=1}^m n_i}{AI + B} + I(R + mr), \quad (2)$$

где  $n_i$  — частота вращения  $i$ -го тягового двигателя, об/мин;  $m$  — число последовательно соединенных двигателей;  $R$  — сопротивление пускового реостата, Ом;  $r$  — сопротивление обмоток двигателя, Ом;  $U$  — напряжение контактной сети, В.

Относительную начальную жесткость характеристики  $I(n)$  найдем в предположении, что боксовать начинает только один двигатель, например двигатель № 1, и за время его боксования скорость поезда и, следовательно, скорости вращения остальных двигателей не меняются. Тогда, дифференцируя (2) по  $n_1$  как неявную функцию, получим для точки начала боксования при  $n_1 = n_2 = \dots = n_m = n$

$$\chi_1 = \frac{n}{I} \frac{dI}{dn} = \frac{n}{mn + (R + mr)(2AI + B) - UA}. \quad (3)$$

Выражение (3) позволяет вычислить относительную мощность в любой точке начала боксования, характеризующейся частотой вращения  $n$ , сопротивлением пускового реостата  $R$  и током  $I$ . Из этих параметров независимы только два, поэтому третий параметр, например  $R$ , можно исключить, выразив его из (2) и подставив в (3). В результате получим

$$\chi_1 = \frac{nI(AI + B)}{U(AI + B)^2 - mA^2n}. \quad (4)$$

Применительно к электропоездам представляет интерес изменение относительной начальной жесткости в процессе пуска поезда с постоянным током при частоте вращения двигателя

$$0 < n < n_0, \quad (5)$$

где  $n_0$  — частота вращения, соответствующая моменту выхода на естественную характеристику.

В качестве примера по формуле (4) рассчитана жесткость характеристики  $I(n)$  двигателя УРТ-110 при реостатном пуске с изменением группировки (рис. 1, кривая 1, 2). Эти кривые в дальнейшем будут использованы для сравнения жесткости характеристик систем реостатного и импульсного пуска. Одна-

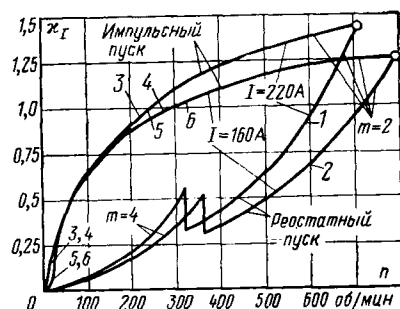


Рис. 1. Относительная начальная жесткость регулировочной характеристики двигателя УРТ-110 в функции частоты вращения.

ко, исходя из физической сущности процесса развития боксования [Л. 1, 2, 7], в качестве критерия для оценки превентивных противобоксовочных свойств подвижного состава следует принять жесткость тяговой характеристики. Поэтому необходимо перейти от жесткости характеристики  $I(n)$  к жесткости характеристики  $F(v)$ , т. е.

$$X_F = -\frac{1}{F} \frac{dF}{dv}, \quad (6)$$

где  $v$  — скорость скольжения колесной пары в точке начала боксования, м/с;  $F$  — касательная сила тяги, кгс.

Для обеспечения удовлетворительных превентивных противобоксовочных свойств тягового привода жесткость  $X_F$  должна быть больше начальной жесткости  $\chi_I$  падающей ветви характеристики сцепления [Л. 1, 7]. При этом случайное проскальзывание колесной пары не приводит к развитию процесса боксования. На основании экспериментальных данных [Л. 7, 8] можно утверждать, что при трогании поезда должно быть  $X_F \geq 0,8$  с/м, а при выходе на естественную характеристику  $X_F \geq 0,5$  с/м. Таким образом, вычислив жесткость  $X_F$  и сопоставляя ее с известной жесткостью характеристики сцепления, можно объективно оценить противобоксовочные свойства тягового электропривода, например, на стадии его проектирования.

Поскольку способ аналитического расчета жесткости  $\chi_I$  изложен выше, то для перехода к жесткости  $X_F$  воспользуемся соотношением

$$X_F = \frac{\mu 600000}{\pi D n} \frac{1}{F} \frac{dF}{dn} \chi_I, \quad (7)$$

где  $\mu$  — передаточное отношение тягового редуктора;  $D$  — диаметр бандажа, мм.

Выражение (7) позволяет, имея тяговую характеристику двигателя, рассчитать отношение  $X_F/\chi_I$  для разных  $I$  и  $n$ . В качестве примера на рис. 2 построен соответствующий график для двигателя УРТ-110. С его помощью кривые  $\chi_I(n)$ , приведенные на рис. 1 для случая реостатного пуска, можно пересчитать в кривые  $X_F(v)$ . Результаты расчета для двигателя УРТ-110 приведены на рис. 3, из которого следует, что фактическая жесткость характеристики поезда ЭР2 в 5–6 раз ниже значений, необходимых для автоматического прекращения начинающегося процесса боксования.

Аналогичную методику используем для оценки жесткости характеристик при импульсном регулировании по типовой схеме, показанной на рис. 4,а. Уравнение электрического равновесия для нее имеет вид:

$$(k + f\Delta)U = \frac{I \sum_{i=1}^m n_i}{AI + B} + I \sum_{i=1}^m r_i, \quad (8)$$

где  $k$  — коэффициент заполнения;  $f$  — тактовая частота импульсного преобразователя, Гц;  $\Delta = \pi \times \sqrt{L_k C_k}$  — увеличение ширины выходного импульса за счет рабочего перезаряда коммутирующего конденсатора  $C_k$  (рис. 1,б).

Дифференцируя (8) по  $n_1$  как неявную функцию, получим выражение для относительной начальной жесткости характеристики  $I(n)$  в виде

$$\chi_I = \frac{n}{(k + f\Delta)U - mn - mr(2AI + B)}. \quad (9)$$

Поскольку из трех параметров  $k, n, I$  взаимно независимы только два, то исключим  $k$ , подставив в (9) значение  $(k + f\Delta)U$  из (8). Получим относительную начальную жесткость

$$\chi_I = \frac{n(AI + B)}{m[nB + r(AI + B)^2]}. \quad (10)$$

Графики изменения ее при пуске показаны на рис. 1, кривые 3, 4, а соответствующие им графики изменения жесткости  $X_F$  тяговой характеристики, рассчитанные по выражению (7), даны на рис. 3, кривые 5, 6.

Для схемы по рис. 1,а без шунтирования импульсного преобразователя обратным диодом импульс напряжения на выходе преобразователя имеет форму, как показано на рис. 1,в. При этом напряжение на двигателях

$$U_{т.д} = U \left( k + \frac{2C_k U f}{I} \right), \quad (11)$$

что позволяет аналогичным образом получить выражение для жесткости характеристики  $I(n)$  электропривода по рис. 1,а без диода  $1B$  в виде

$$\chi_I = \frac{nI^2}{2U^2(AI + B)fC_k + m\{nI^2 + r(2AI + B) - AI^3 \left( \frac{n}{AI + B} + r \right)\}}. \quad (12)$$

Соответствующие выражению (12) графики изменения жесткости при пуске с током 160 и 220 А приведены на рис. 1, кривые 5, 6. Сопоставление их с кривыми 3 и 4 показывает, что импульсный преобразователь с шунтирующим диодом за счет стабилизации процесса перезаряда коммутирующего конденсатора в начальной стадии пуска имеет более жесткие характеристики, чем такой же преобразователь без шунтирующего диода. В последней схеме с повышением частоты  $f$ , как это следует из (12), жесткость снижается. Следовательно, преобразователь с шунтирующим диодом в начальной стадии пуска, т. е. при малых скоростях, обеспечивает лучшие противобоксовочные свойства для питаемого от него двигателя.

Начальная жесткость характеристик привода при боксовании рассчитана выше без учета процессов в системах автоматического регулирования, обычно выполняемых с обратной связью по току [Л. 2]. Это соответствует случаю инерционной системы регулирования, скорость протекания переходных процессов в которой значительно ниже скорости развития процесса боксования.

Во многих практически важных случаях такое допущение не может быть принято. Более того, применяя быстродействующую систему регулирования напряжения на двигателях, можно воздействовать на жесткость тяговой характеристики привода, увеличив ее так, чтобы она была больше жесткости падающей ветви характеристики сцепления. В [Л. 2, 8] показано, что наилучшим образом это можно сделать, если при боксовании снижать уставку по току  $I_2$  пропорционально разнице напряжений или частот вращения последовательно включенных двигателей.

Система с корректировкой заданного тока по разности частот вращения обеспечивает закон регулирования:

$$I + g|n_1 - n_2| = I_2, \quad (13)$$

где  $g$  — коэффициент пропорциональности, реализованный в системе регулирования, А·мин/об.

Полагая, как и ранее, что боксовать начинает колесная пара № 1, определим начальную жесткость характеристики  $I(n)$  путем дифференцирования выражения (13) по  $n_1$  как неявной функции. Получим

$$\chi_I = -\frac{n}{I} \frac{dI}{dn} = \frac{gn}{I}. \quad (14)$$

В системе с корректировкой заданного тока  $I_2$  по разности напряжений двигателей имеет закон регулирования

$$I + b|U_1 - U_2| = I_2, \quad (15)$$

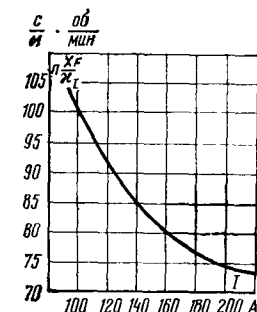


Рис. 2. Коэффициент перехода от жесткости токовой характеристики двигателя УРТ-110 к жесткости его тяговой характеристики.



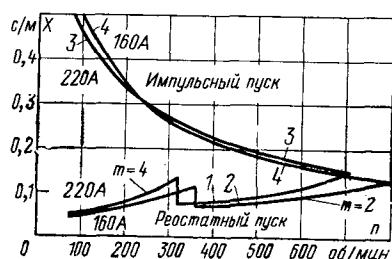


Рис. 3. Жесткость тяговой характеристики привода с двигателями УРТ-110 при реостатном и импульсном пуске.

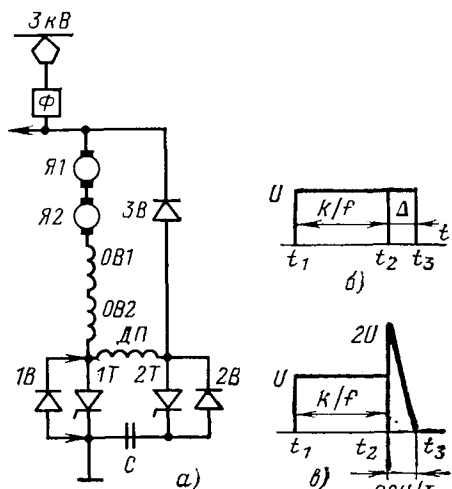


Рис. 4. Схема безреостатного пуска тяговых двигателей электропоезда (а), форма импульсов напряжения на выходе импульсного прерывателя с шунтирующим диодом 1В (б) и без него (в).

где  $U_1, U_2$  — напряжение на якорных обмотках двигателей Я1 и Я2;  $b$  — коэффициент пропорциональности, А/В.

Подставив в (15) вместо  $U_1, U_2$  их выражение через ток  $I$ , получим уравнение

$$I + \frac{bI|n_1 - n_2|}{AI + B} = I_3, \quad (16)$$

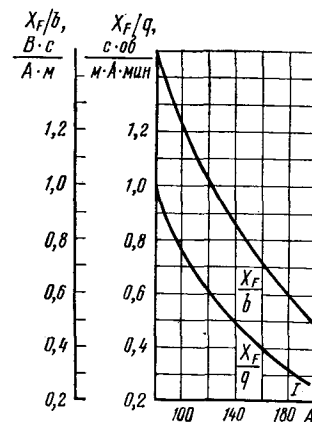
дифференцируя которое по  $n_1$ , найдем

$$\chi_I = -\frac{n}{I} \frac{dI}{dn} = \frac{bn}{AI + B}. \quad (17)$$

Сравнение выражений (14) и (17) показывает, что система с корректировкой уставки заданного тока  $I_3$  по разности частот вращения и напряжений на двигателях эквивалентны по обеспечиваемой ими жесткости характеристик. В обоих случаях путем подбора коэффициентов  $b$  и  $g$  можно обеспечить жесткость характеристик, требуемую по условиям прекращения буксования. Жесткость тяговой характеристики в обоих случаях пропорциональна частоте вращения и обратно пропорциональна току.

При переходе к тяговой характеристике с помощью выражения (7) и графика рис. 2 получим, что ее жесткость  $X_F$  в обоих рассматриваемых случаях зависит лишь от тока и не зависит от скорости. Следовательно, в процессе пуска с постоянным током жесткость тяговой характеристики  $X_F$  постоянна. В качестве примера на рис. 5 показаны значения  $X_F$  для двигателя УРТ-110. Путем соответствующего подбора ко-

Рис. 5. Графики для расчета параметров  $b$  и  $g$  системы авторегулирования пускового тока.



эффициентов  $b$  или  $g$  выбрать более жесткую тяговую характеристику привода по сравнению с падающей ветвью характеристики сцепления.

Значения коэффициентов  $b$  и  $g$  для системы автоматического регулирования тягового электропривода с двигателями УРТ-110, рассчитанные по графикам рис. 5 из условия  $X_F \geq 0,8$  с/м [Л. 7, 8], приведены далее:

$I_3, A$	$b, A/V$	$g, A/об/мин$
120	0,5	0,8
160	0,7	1,2
220	1,2	2,4

Таким образом, параметры  $b$  и  $g$  должны изменяться в функции уставки пускового тока двигателя. Введение корректировки тока двигателей по расхождению их нагрузок или скоростей позволяет в процессе проектирования электропоезда обеспечить его хорошие противобоксовочные свойства.

**Выводы.** 1. Жесткость характеристик тягового электропривода при пуске с импульсным регулированием в среднем в 2—3 раза выше, чем при реостатном пуске. Однако такое повышение жесткости недостаточно для автоматического прекращения начавшегося буксования, поскольку значения ее в 1,5—2 раза ниже, чем жесткость падающей ветви характеристики сцепления.

2. Жесткость характеристик тягового электропривода при импульсном регулировании может быть повышена до необходимого значения с целью автоматического прекращения буксования, если ввести корректировку уставки пускового тока пропорционально разнице частот вращения или напряжений двигателей, питающихся от импульсного преобразователя.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Исаев И. П. Случайные факторы и коэффициент сцепления. М., «Транспорт», 1970.
- Феокистов В. П. Улучшение тяговых свойств э. п. с. при плавном автоматическом пуске. — «Электричество», 1970, № 10.
- Данзер М. Тиристорный электровоз и сила сцепления. — «Вестник ВНИИЖТ», 1972, № 8.
- Глушков М. Т., Петровский Э. Г. Некоторые вопросы реализации тягового усилия при импульсном регулировании напряжения тяговых двигателей на электропоездах постоянного тока. В кн.: Исследование и производство транспортных конструкций. Рига, «Звайгзне», 1972.
- Фаминский Г. В., Меншутин Н. Н. Характеристика сцепления электровоза с независимым возбуждением тяговых двигателей. — «Вестник ВНИИЖТ», 1974, № 4.
- Феокистов В. П. Представление характеристик тяговых двигателей в аналитической форме. «ЭП. Тяговое и подъемно-транспортное электрооборудование», 1974, вып. 7 (31).
- Меншутин Н. Н. Зависимость между силой сцепления и скоростью скольжения колесной пары. — «Вестник ВНИИЖТ», 1970, № 7.
- Development of automatic differential difference feedback re-adhesion control device ADDF for electric rolling stock. — «Hitachi Review», 1971, vol. 20, № 11.

[15.2.1977]

## Испытания изоляции высоковольтных кабельных линий постоянным напряжением

ГЛЕИЗЕР С. Е., КАПЛАН Д. А., МАКАРОВ Л. Е., ОБРАЗЦОВ Ю. В.

Москва

В последние годы расширилось применение кабельных линий напряжением 110 кВ и выше. На ряде электростанций кабели на напряжение 220 и 500 кВ служат для вывода мощности от трансформаторов на ОРУ, кабельные линии 110 и 220 кВ являются элементами распределительных сетей больших городов и крупных промышленных предприятий. В связи с возрастанием количества кабельных линий и повышением требований к их надежности большое значение приобретают пусковые испытания изоляции, целью которых является проверка линии после выполнения монтажных работ. В отечественной практике испытания изоляции линии проводятся переменным и постоянным напряжениями, а во многих случаях допускается включение в эксплуатацию без испытаний изоляции высоким напряжением. Целью статьи является обоснование целесообразности испытаний изоляции кабельных линий постоянным напряжением.

Кабельная линия состоит из собственно кабеля и концевых и соединительных муфт. Изоляция концевых и соединительных муфт изготавливается непосредственно при монтаже линии и поэтому не может быть подвергнута контрольным испытаниям на заводе. Таким образом, на испытания после монтажа возлагается задача заменить заводские испытания.

Для кабельной изоляции, как и для большинства других видов изоляции электрооборудования переменного тока, эффективным способом ее проверки является приложение повышенного переменного напряжения. Однако проведение таких испытаний наталкивается на большие технические трудности. Рабочая напряженность электрического поля в изоляции кабелей лежит в пределах от 7 до 15 МВ/м. Электрическая прочность при переменном напряжении длительностью от 1 до 15 мин составляет 40—50 МВ/м, что примерно в 4 раза больше рабочей напряженности поля. Такое же соотношение имеет место и для изоляции муфт.

Опыт исследований, проведенных в ряде лабораторий СССР и за рубежом, показал, что даже сравнительно грубые дефекты (смятие изоляции, разрывы бумажных лент, неплотности намотки бумаги и т. п.) приводят к снижению прочности не более чем в 2 раза [Л. 1]. Отсюда следует, что испытательное напряжение должно быть не менее  $2U_0$  ( $U_0$  — номинальное фазное рабочее напряжение). При обычных для кабельных линий 110—500 кВ значениях емкости (порядка 1 мкФ) для проведения испытаний переменным напряжением требуется испытательный трансформатор мощностью выше 1 ГВ·А с напряжением до 600 кВ. Такое оборудование слишком дорого и нетранспортабельно.

Имеется принципиальная возможность уменьшения мощности и габаритных размеров испытательной установки за счет применения способа последовательного резонанса. Однако в настоящее время таких установок нет.

Процессы, происходящие в бумажно-масляной изоляции под действием постоянного напряжения, существенно отлича-

ются от возникающих при воздействии переменного напряжения. Так, тепловой пробой, который может возникнуть при переменном напряжении из-за местного высокого значения  $\operatorname{tg} \delta$ , при постоянном напряжении не разовьется, в особенности при большой толщине изоляции, так как ток через участок с большим  $\operatorname{tg} \delta$  (и, следовательно, малым удельным объемным сопротивлением  $\rho$ ) будет ограничен последовательной с ним частью неповрежденной изоляции с высоким значением  $\rho$ . При постоянном напряжении, кроме того, частичные разряды имеют значительно меньшую интенсивность, чем при переменном, и могут существовать длительно, не приводя к пробую или к заметному ухудшению изоляции.

Вместе с тем, благодаря высокой прочности бумажно-масляной изоляции при постоянном напряжении, испытательные напряженности электрического поля могут быть значительными без опасения повреждения качественно выполненной изоляции. При таких напряженностях электрического поля грубые дефекты изоляции концевых и соединительных муфт, появившиеся в процессе монтажа, и дефекты технологического происхождения, приведут к пробую.

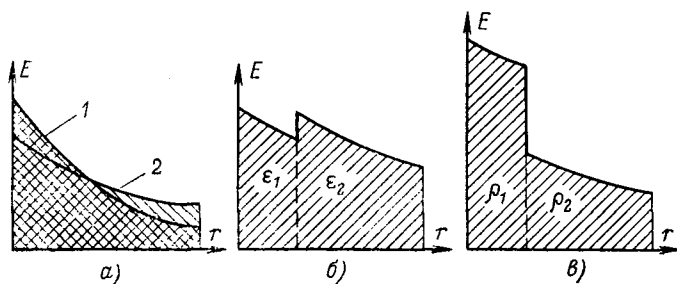
Для собственно кабеля в отечественной практике применяется градируемая изоляция, состоящая из двух слоев, выполненных из бумаг разной плотности. Применение более плотной бумаги у жилы кабеля позволяет повысить его электрическую прочность при импульсном и переменном напряжениях вследствие благоприятного распределения электрического поля.

Изоляция концевых и соединительных муфт в большинстве случаев выполняется из бумаг одной плотности. Необходимая электрическая прочность изоляции муфт достигается путем увеличения ее общей толщины и выравнивания электрического поля с помощью конденсаторных обкладок.

Отношение диэлектрических проницаемостей слоев изоляции из уплотненной и неуплотненной бумаги  $\epsilon_1/\epsilon_2=1,1\text{—}1,2$ ; отношение удельных объемных сопротивлений  $\rho_1/\rho_2=4\text{—}6$  [Л. 2]. Толщина слоя, выполненного из уплотненной бумаги, составляет 12—25% общей толщины изоляции кабеля, причем меньшее значение соответствует более высокому классу напряжения.

Распределение напряженностей электрического поля при воздействии переменного, импульсного и постоянного напряжений для градируемой и неградируемой изоляции кабеля приведено на рисунке.

На рисунке, а изображены зависимости напряженности поля от радиуса в неградируемой изоляции, причем кривая 1 относится к переменному и импульсному напряжениям, кривая 2 — к постоянному напряжению в установившемся режиме с учетом зависимости  $\rho$  от напряженности электрического поля. Рисунок, б иллюстрирует распределение напряженности поля в градируемой изоляции при переменном и импульсных напряжениях, а рисунок, в — при постоянном напряжении в установившемся режиме. Относящиеся к постоян-



ному напряжению кривые на рисунках, а и в описывают распределение напряжения при одинаковой по толщине изоляции температуре.

При постоянном напряжении напряженность поля определяется полем токов проводимости. Поскольку для отечественных бумаг  $\rho_1 = (4-6)\rho_2$ , в установившемся режиме максимальная напряженность поля в слоях у жилы существенно больше, чем в остальной части изоляции. Однако в момент приложения постоянного напряжения, когда его распределение задается диэлектрическими проницаемостями, зависимость напряженности электрического поля от радиуса имеет вид, представленный на рисунке, б. Переходный процесс от момента включения постоянного напряжения к распределению по сопротивлению является процессом установления стационарных токов.

Двухслойная изоляция может быть представлена схемой замещения, состоящей из двух последовательных элементов, каждый из которых имеет параллельно включенные емкость и сопротивление. Постоянная времени для такой схемы определяется выражением:

$$\tau = \tau_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \tau_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

где  $\tau_1 = \rho_1 \epsilon_1$ ;  $\tau_2 = \rho_2 \epsilon_2$ ;  $R_1$  и  $R_2$  — сопротивления первого и второго слоев градирующей изоляции кабеля.

При температуре 15–20°C для изоляции кабелей можно принять  $\rho_1 = 5 \cdot 10^{16}$  Ом·см,  $\rho_2 = 10^{16}$  Ом·см,  $\epsilon_1 = 4\epsilon_0$ ,  $\epsilon_2 = 3,5\epsilon_0$ . В этих условиях  $\tau \approx 10^4$  с = 2,5 ч.

В силу зависимости  $\rho$  от напряженности поля приведенная оценка является приближенной. Учет этой зависимости не изменит порядок величины, поэтому ею можно пренебречь.

Многочисленные эксперименты [Л. 3–5] подтверждают, что процесс установления тока в пропитанной маслом бумажной изоляции большой толщины продолжается десятки минут и более.

Можно показать, что при длительности испытаний 15 мин к моменту окончания испытаний распределение напряженностей электрического поля в изоляции отличается от начального емкостного распределения не более, чем на 10%, иными словами, во всем объеме изоляции будет находиться под воздействием поля, пропорционального полю импульсного и переменного напряжения в процессе эксплуатации.

Концевые муфты кабельных линий классов напряжения 110 кВ и выше выполняются с конденсаторными обкладками в усиливающей подмотке. Исследования показали [Л. 6], что роль конденсаторных обкладок в повышении электрической прочности при постоянном напряжении при одинаковой температуре по толщине изоляции такая же, как и при переменном напряжении. Поэтому соображения, высказанные для собственного кабеля, распространяются также на концевые муфты с конденсаторными обкладками и соединительные муфты.

Значение допустимой напряженности при воздействии постоянного напряжения длительностью 15 мин может быть выбрано на основании экспериментальных данных о пробивных напряжениях. Исследования показали [Л. 7], что для кабелей отечественного производства максимальная напряженность электрического поля (у жилы) при пробое составляет 90–115 МВ/м, причем не было обнаружено заметной зависимости от толщины изоляции в пределах ее изменения от 2,5 до 10 мм и от длины образца в пределах от 3 до 20 м. Разброс значений прочности по результатам исследований малых образцов бумажно-масляной изоляции выражается величиной  $\sigma = 12\%$ . По правилу «трех сигм» допустимая напряженность поля  $E_{\text{мах доп}} = 60$  МВ/м. Это значение подтверждено также и многолетним опытом проведения заводских испытаний кабелей на напряжение 110 кВ: в проведенных 750 испытаниях постоянным напряжением не имевших дефектов кабелей, ког-

да напряженность электрического поля в изоляции достигала 40–60 МВ/м, не было ни одного случая пробоя.

Максимальная рабочая напряженность в кабелях 110 кВ составляет 7–9 МВ/м, в кабелях 500 кВ — 15 МВ/м.

Следовательно, значение испытательного напряжения может быть установлено равным от  $3U_0$  для кабельных линий 500 кВ до  $4,5U_0$  для кабельных линий 110 кВ.

Изоляция соединительных муфт, изготавливаемая при монтаже линии, состоит из рулонов бумаги, наматываемых вручную. Плотность намотки и качество пропитки получаются при этом неизбежно худшими, чем у изоляции кабеля, намотанной машиной и высушенной и пропитанной в заводских условиях. Поэтому допустимые значения максимальной радиальной рабочей напряженности в соединительных муфтах принимаются равными 5–6 МВ/м. При испытательном напряжении постоянного тока, равном  $(3-4,5)U_0$  напряженности в изоляции соединительных муфт 110–500 кВ лежат в пределах от 25 до 30 МВ/м. Для намотанной вручную изоляции такая напряженность, с одной стороны, безопасна при условии качественного ее выполнения и, с другой стороны, достаточна для выявления дефектных мест.

Применительно к концевым муфтам следует рассмотреть радиальную напряженность и напряженность вдоль уступов у конденсаторных обкладок. При расчете изоляции допустимое значение радиальной рабочей напряженности в области конденсаторных обкладок принимается равным 3–5 МВ/м. Для слоя между обкладками толщиной 2–5 мм и длиной уступа 50–80 мм рабочая продольная напряженность по длине уступа не превосходит 0,2 МВ/м. При испытании постоянным напряжением, равным  $(3-4,5)U_0$  в конденсаторной подмотке будут иметь место радиальные напряженности до 22,5 МВ/м и продольные до 0,9 МВ/м.

Допустимая радиальная напряженность при испытательном постоянном напряжении может быть принята равной 36 МВ/м [Л. 8], допустимая продольная напряженность 1,5 МВ/м [Л. 6].

В таком случае напряженности в концевой муфте при испытании линии постоянным напряжением остаются меньше допустимых, и, следовательно, внутренняя изоляция концевых муфт не ограничивает возможность проведения испытаний кабеля. В то же время радиальная изоляция концевой муфты подвергается воздействию, близкому к предельно допустимому для испытаний, что дает возможность выявить дефекты изоляции муфты.

Электрическая прочность внешней изоляции концевых муфт существенно зависит от степени и характера загрязнения и увлажнения поверхности фарфоровых изоляторов. Поэтому при испытаниях кабельной линии постоянным напряжением изоляторы должны быть тщательно очищены.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Characteristics mechanically damaged single core oil-filled cable. — «PAS-86», 1967, № 5, p. 582–590. Авт.: T. Takagi, S. Takachashi, T. Tabata, K. Kikuchy.
2. Глейзер С. Е., Сорочкин Н. Х., Хромова Г. К. Исследование электрических характеристик пропитанной маслом бумажной изоляции в условиях воздействия на нее постоянного электрического поля. — «Труды ВНИИ КП», 1975, вып. 18, с. 67–72.
3. Gazzana-Priarroggia P. Dielectric Phenomena in impregnated paper insulated cables for H. V. D. C. transmission. — «Direct Current», 1963, August, p. 221–223.
4. Occhini E., Maschio G. Electrical characteristics of oil-impregnated paper as insulation for high voltage d. c. cables. — «Transaction Papers», 1966, № TP 66-73, p. 26.
5. 330-kV oil-filled cables for the Snowy Mountains hydro-electric scheme. — «Electrical Industries Export», 1960, April, p. 52–53.
6. Каплан Д. А., Макаров Л. Е., Сорочкин Н. Х. Роль конденсаторных обкладок в концевых муфтах кабелей постоянного тока. — «Кабельная техника», 1976, № 6, с. 1–3.
7. Глейзер С. Е., Каплан Д. А., Сорочкин Н. Х. Напряженности электрического поля в изоляции кабелей постоянного тока при быстрой перемене полярности приложенного напряжения. — «Труды ВНИИ КП», вып. 20.
8. Бумажно-масляная изоляция в высоковольтных конструкциях. М., Госэнергоиздат, 1963. Авт.: М. А. Грейсх, Г. С. Кучинский, Д. А. Каплан, Г. Т. Мессерман.

[15.11.1976]

# Коэффициент вытеснения тока для демпферных стержней гидрогенераторов с учетом потерь в стали и ее насыщения

Доктор техн. наук, проф. ТЕР-ГАЗАРЯН Г. Н., инженеры БИДЖАМОВ Я. Г.,  
ОВАКИМЯН А. С.

Тбилиси

Натурные исследования, проведенные на мощном гидрогенераторе высокого использования, позволили установить фактические потери, выделенные в полюсном башмаке несинхронными полями статора. Они оказались значительно больше ожидавшихся, полученных расчетом. Расхождение объясняется неучетом в используемой методике расчета той части потерь, которая выделяется в стали полюсного башмака — потерь, выделяемых вихревыми токами. Приведенные фактические сведения стимулировали исследование механизма выделения дополнительных потерь, которые проводились на специальной физической модели-фрагменте, в принципе описанной в [Л. 1], но отличающейся от нее возможностью воспроизвести в натуральных условиях (геометрия полюса, пазовой зоны, зазора и т. д.) и при всех натуральных электромагнитных нагрузках процесс выделения дополнительных потерь с учетом потерь в стали и ее насыщения токами в демпферных стержнях и постоянным потоком полюсов.

На модели-фрагменте с вполне достаточной точностью могли быть измерены потери в материале каждого демпферного стержня и потери в стали на путях потоков рассеяния замыкающихся вокруг стержней, помещенных в закрытых и полузакрытых пазах.

Как известно, несинхронные н. с. статора бывают представлены рядом гармоник, поля которых пересекают короткозамкнутую демпферную обмотку с различной скоростью и наводят в стержнях токи различных частот. Каждый из этих токов наводится посредством соответствующего потока взаимной индукции между статором и демпферной клеткой. В пренебрежении активным сопротивлением стержней э. д. с., наведенная потоком взаимной индукции, уравновешивается падением напряжения в реактивном сопротивлении рассеяния (образованным потоком рассеяния, замыкающимся вокруг демпферного стержня) от тока через стержень.

В тех местах стали полюсного наконечника, где поток взаимной индукции встречается с потоком рассеяния, суммарный поток практически отсутствует. Однако, поскольку каждый из потоков имеет свой путь замыкания, каждый существует и с каждым связаны потери на вихревые токи. Таким образом, потери в стали полюсного наконечника зависят от потоков взаимной индукции и потоков рассеяния каждой из гармоник несинхронных н. с. статора.

Поток рассеяния замыкается по стали вокруг стержня в непосредственной близости от боковой поверхности стержня (как показывают опыты, потери в стали вокруг данного стержня не зависят от величины и направления тока в соседнем стержне). Поэтому при расчете потерь удобно потери в стали на путях потока рассеяния считать выделяющимися в стержне и учитывать их соответствующим коэффициентом вытеснения

тока в стержне  $k_{r\sigma} = \frac{P_M + P_{ст}}{P_0}$ , т. е. равным отношению суммы потерь в стали и потерь в материале стержня при переменном токе через стержень к потерям в нем при адекватном постоянном токе.

Коэффициент  $k_{r\sigma}$  оказался сильно зависимым от целого ряда факторов, среди которых главные — насыщение стали, геометрия пазовой зоны, частота тока. При этом проявление зависимости от ряда факторов существенно различно для закрытых и полузакрытых пазов. Изменение  $k_{r\sigma}$  (даже его качественная сторона) не всегда очевидно, как например, зависимость  $k_{r\sigma}$  от высоты мостика закрытого паза. Представляется целесообразным изложить основные результаты подробного экспериментального исследования количественных характеристик  $k_{r\sigma}$ , позволяющие наглядно оценить значимость всех влияющих факторов. Эти результаты необходимы для последующей попытки теоретического обобщения и могут быть использованы для практических расчетов добавочных потерь.

Упомянутые результаты представлены на графиках рис. 1—5. На каждом рисунке указаны необходимые детали и параметры, соответствующие полученным результатам.

Резкое уменьшение потерь в стали с ростом тока в стержне, помещенном в закрытый паз, объясняется насыщением

мостика и соответствующим уменьшением потока рассеяния и вихревых токов вокруг стержня в полном соответствии с фактической магнитной проницаемостью стали. Как видим из рис. 1, поток рассеяния уменьшается и при наложении потока полюсов. В итоге получается уменьшение магнитной проницаемости стали не только в мостике, но и на других участках замыкания потока рассеяния. Отсюда дополнительное уменьшение потока рассеяния и потерь с появлением индукции постоянного знака, показанное на рис. 1. Кривые рис. 1 убедительно свидетельствуют о необходимости для стержней закрытых пазов тщательного учета насыщения как с ростом тока в стержне, так и в результате наложения потока постоянного знака. Последнее обстоятельство приводит к необходимости различать такие параметры, как, например,  $r_{2p}$ , определенные для нагрузочного режима (несимметричная нагрузка) или для несимметричного короткого замыкания, а при более строгом подходе определить  $r_{2p}$  для конкретного тока в стержне и для конкретной индукции в зазоре. Естественно, подобная зависимость распространяется на электромагнитный момент при несимметричной нагрузке и на пусковой асинхронный момент.

На рис. 1 приведена также зависимость  $k_r$  от тока в стержне, построенная по результатам исследования потерь в стали, выполненного в [Л. 2] расчетно-экспериментальным путем без учета потока постоянного знака ( $B_{\Sigma} = 0$ ). Расхождение с нашей кривой для  $B_{\Sigma} = 0$  объясняется погрешностью расчета проводимости пазовой зоны в [Л. 2].

Кривые рис. 2 для полузакрытого паза также получены с учетом фактического изменения проницаемости стали.

Наличие воздушного промежутка, естественно, уменьшает влияние насыщения. Количественная реализация этого эффекта видна по кривым рис. 2. При ширине раскрытия паза  $b = 2$  мм переход от  $B_{\Sigma} = 0$  к  $B_{\Sigma} = 1$  Т дает еще более ощутимую разницу в значениях потерь и коэффициента  $k_r$ . Переход же к  $b = 5-6$  мм (рис. 2) практически ведет к независимости потерь от насыщения. Кривые рис. 2 показывают, что, начиная от  $f = 100$  Гц и выше, неучет потерь в стали для полузакрытых пазов означает уменьшение  $k_r$  против действительного значения. Например, в соответствии с рис. 2 при

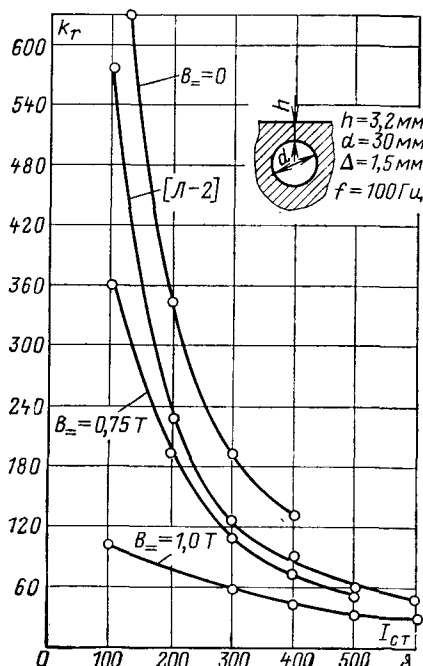


Рис. 1. Влияние магнитного потока постоянного знака и тока в стержне на коэффициент вытеснения тока для стержня, помещенного в закрытый паз.

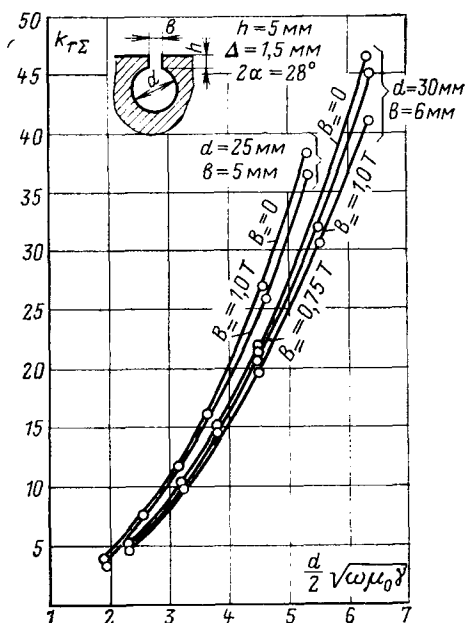


Рис. 2. Сравнение коэффициентов вытеснения двух стержней с разной геометрией пазовой зоны (первая точка соответствует частоте 50 Гц, вторая — 100 Гц, третья — 150 Гц, затем 200, 300, 400 Гц).

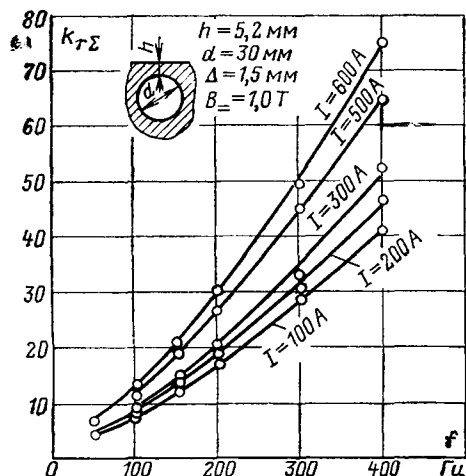


Рис. 3. Зависимость коэффициента вытеснения от частоты тока для стержня закрытого паза.

$f=100$  Гц и  $d_c=30$  мм значение  $k_r=10-11$ . Если же считать  $k_r$  только по потерям в материале стержня, то для тех же условий  $k_r=7-8$  [Л. 3].

Как показывают измерения на модели-фрагменте,  $k_{r\Sigma}$  для закрытого паза при  $d=30$  мм,  $h=5,2$  мм, токе в стержне 400 А и  $B=0,75-1$  Т для  $f=100$  Гц лежит в пределах 100—10. Напомним, что без учета потерь в стали  $k_r=3-4$ . Для других токов оценочные значения  $k_r$  могут быть получены с помощью кривых рис. 1. Для токов, меньших 400 А, значение  $k_{r\Sigma}$  будет больше.

На рис. 3 и 4 приведены зависимости  $k_{r\Sigma}$  от частоты тока и от тока в стержне. Эти кривые удобно использовать при расчете потерь с учетом насыщения стали (см. пример в конце статьи).

Исследование на модели-фрагменте показывает, что при условии  $B=0$  с ростом высоты мостика  $k_{r\Sigma}$  растет монотонно, причем с увеличением тока в стержне рост  $k_{r\Sigma}$  становится более пологим.

На рис. 5 показано влияние высоты мостика на величину потерь в стали, также отраженное коэффициентом вытеснения, но при  $B=1$  Т.

Появление постоянного потока полюсов внесло резкое качественное и количественное изменение в зависимость  $k_{r\Sigma}=f(h)$ . При  $h=3,5-4,5$  мм рост  $k_{r\Sigma}$  сменяется весьма резким его уменьшением, прослеженным до 5—5,5 мм. Объяснение этому факту видимо следует искать в «географии» распределения потока постоянного знака по пазовой зоне полюсного башмака.

При той геометрии пазовой зоны, которой соответствуют результаты, изображенные на рис. 5 до высоты мостика  $h=3$  мм, поток постоянного знака, видимо, незначительно проникает в мостик, проходя в основном вдоль полюса. С увеличением высоты мостика он начинает частично заходить в мостик с обеих сторон стержня, накладываясь на поток рассеяния стержня. В результате резко понижается магнитная

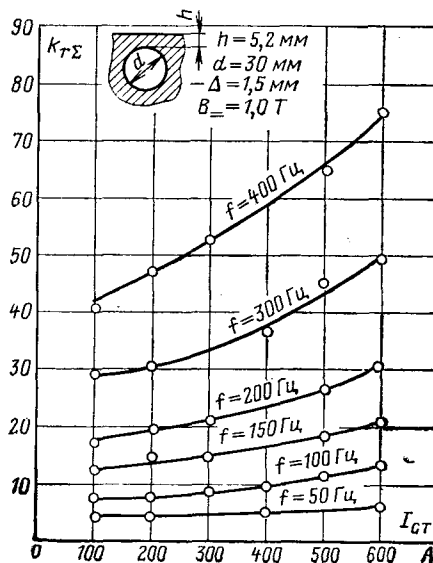


Рис. 4. Зависимость коэффициента вытеснения от тока стержня, помещенного в закрытый паз.

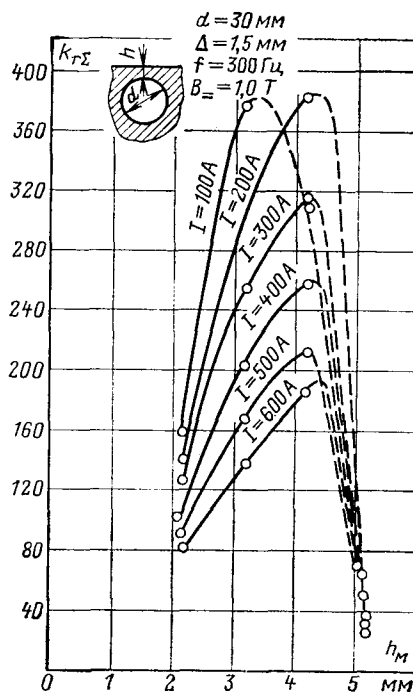


Рис. 5. Зависимость коэффициента вытеснения от высоты мостика при различных токах в стержне и при  $B=1$  Т.

проницаемость мостика, падает в нем поток рассеяния и резко уменьшаются потери в стали.

В [Л.1] был приведен пример расчета потерь в полюсном наконечнике при заданных токах в стержнях демпферной обмотки. Расчет был сделан без учета влияния индукции постоянного знака. Теперь на основании данных, приведенных в настоящей статье, мы выполним тот же расчет потерь, связанных с потоком рассеяния вокруг стержней, но с учетом влияния индукции постоянного знака. В таблице приведены значения токов в демпферных стержнях, по которым ведется расчет. Расчет ведем на сумму потерь ( $P_{ст} + P_{м}$ ). Индукцию постоянного знака в зазоре генератора принимаем равной 1 Т. Отношение длины полюса генератора СВФ  $\frac{1690}{175} = 64$  к длине полюса модели 5,55. При диаметре медного стержня  $d_c = 30$  мм, длине 362 мм и  $t = 80^\circ\text{C}$  имеем  $r_0 = 0,09 \cdot 10^{-4}$  Ом.

Частота, Гц	Значение тока в демпферных стержнях, А							
	I набег закрытый	II п/зак	III п/зак	IV п/зак	V п/зак	VI п/зак	VII п/зак	VIII сбег/зак
150	1600	750	600	550	500	420	400	700
450	550	500	350	220	100	95	90	120
900	50	90	140	280	200	275	325	300

Потери в закрытом набегавшем стержне. По рис. 4 для  $I_c = 600$  А находим для закрытого стержня  $k_r = 21$ . Экстраполируя кривой для тока  $I_c = 1600$  А устанавливаем  $k_r = 47$ , тогда потери  $P_{3н1}$  составят:

для  $f = 150$  Гц

$$P_{3н1} = 1600^2 \cdot 0,09 \cdot 5,55 \cdot 47 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 384 \text{ кВт};$$

для  $f = 450$  Гц

$$P_{3н2} = 550^2 \cdot 0,09 \cdot 5,5 \cdot 83 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 80 \text{ кВт};$$

для  $f = 900$  Гц, пользуясь экстраполяцией по рис. 3,

$$P_{3н3} = 50^2 \cdot 0,09 \cdot 5,55 \cdot 105 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 0,85 \text{ кВт}.$$

На весь генератор для закрытых набегавших стержней получаем  $P_{3н\sum} = 464,8$  кВт.

Потери в закрытом сбегавшем стержне. Используя кривые рисунков 3 и 4, получаем:

$$P_{3с1} = 700^2 \cdot 0,09 \cdot 5,55 \cdot 23,6 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 38,13 \text{ кВт};$$

$$P_{3с2} = 120^2 \cdot 0,09 \cdot 5,55 \cdot 49 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 2,27 \text{ кВт};$$

$$P_{3с3} = 300^2 \cdot 0,09 \cdot 5,55 \cdot 130 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 37,5 \text{ кВт}.$$

Всего на генератор по сбегавшим закрытым стержням получаем  $P_{3с\sum} = 77,9$  кВт.

Потери в полузакрытых стержнях. Коэффициент вытеснения в полузакрытых стержнях можно принять независимым от тока и определяющимся при данной геометрии паза только частотой, тогда в соответствии с данными рис. 2 получаем:

$$k_{r150} = 14,4; k_{r450} = 55; k_{r900} = 120.$$

Потери в стержнях № 2 будут:

$$P_{п3150} = 750^2 \cdot 0,09 \cdot 5,55 \cdot 14,3 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 26 \text{ кВт};$$

$$P_{п3450} = 500^2 \cdot 0,09 \cdot 5,55 \cdot 55 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 44 \text{ кВт};$$

$$P_{п3900} = 90^2 \cdot 0,09 \cdot 5,55 \cdot 120 \cdot 64 \cdot 10^{-7} = 3,1 \text{ кВт}.$$

Всего по стержням № 2  $P_{п3} = 73,1$  кВт.

Аналогично получаем для стержней № 3 —  $P_{п3} = 45,4$  кВт; № 4 —  $P_{п3} = 52$  кВт; № 5 —  $P_{п3} = 29,1$  кВт; № 6 —  $P_{п3} = 38,7$  кВт; № 7 —  $P_{п3} = 49,4$  кВт.

По всем полузакрытым стержням на генератор  $P_{п3\sum} = 288$  кВт. Суммируя потери в стали и меди для всех стержней генератора, получаем  $P_{\Sigma} = 830$  кВт.

В [Л.1] учитывались потери только в стали; суммарные потери были равны 1350 кВт. Таким образом, влияние постоянного тока полюсов оказалось значительным, его необходимо учитывать.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Назарян А. Г., Тер-Газарян Г. Н. Потери в стали полюсов гидрогенераторов на путях потоков рассеяния демпферных стержней. — «Электричество», 1974, № 12.
2. Талалов И. И., Щелькалов Ю. Я. Параметры стержня, лежащего в закрытом пазу. Вопросы теории и надежности электрических машин и аппаратов. Тематический сборник научно-исследовательских работ. М., «Энергия», 1971, вып. 3.
3. Тер-Газарян Г. Н., Биджамов Я. Г., Овакимян А. С. Активное сопротивление стержней демпферных обмоток гидрогенераторов. — «Электротехника», 1976, № 7.

[9.9.1976]

*Трудящиеся Советского Союза! Всемерно укрепляйте социалистическую дисциплину труда! Улучшайте организацию производства! Добивайтесь экономии сырья, топлива, электроэнергии, металла и других материалов!*

(Из призывов ЦК КПСС к 60-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

# Применение оптической аналогии к расчету электрических полей в многослойных средах

ОСЛОН А. Б., СТАНКЕЕВА И. Н.

Тульский политехнический институт

В настоящей статье рассматривается вопрос о расчете электрических полей в многослойных средах, главным образом с целью развития методов расчета заземляющих устройств. Большое значение в теории заземлителей имеет исходная математическая модель электрической структуры земли.

Развитие теории заземляющих устройств началось в конце двадцатых годов трудами Оллендорфа с разработки методов расчета заземлителей в однородной земле. Однако применение математической модели электрической структуры земли в виде однородного проводящего полупространства приводило к значительным ошибкам. В 1954 г. была предложена качественно новая модель в виде двухслойного проводящего полупространства с удельным сопротивлением, одинаковым в пределах каждого слоя, и с границами раздела между слоями, параллельными поверхности земли [Л. 1]. Этим было положено начало развитию теории заземляющих устройств в земле с двухслойной электрической структурой в двухслойной земле. Однако в [Л. 1] был дан расчет простых заземлителей, так как объем вычислений при расчете сложных заземлителей слишком велик и требует применения вычислительных машин. С появлением ЦВМ задача расчета сложных заземлителей в двухслойном грунте была решена [Л. 2 и 3]. Но опыт, накопленный при проведении предпроектных изысканий на площадках, отводимых под заземляющие устройства электроустановок, свидетельствует о том, что двухслойная земля — явление достаточно редкое. В большинстве случаев фактическое строение электрической структуры земли, обуславливающее удовлетворяющие требованиям конструктивные параметры заземляющих устройств, характеризуется числом слоев более трех. Замена реальной многослойной структуры земли двухслойной расчетной моделью часто приводит к значительным погрешностям расчета электрических параметров заземлителей.

В связи с этим появилась необходимость в разработке методики расчета заземлителей для более сложных электрических структур земли. В [Л. 4 и 5] было предложено для расчета горизонтальных заземляющих устройств использовать экспериментальную зависимость взаимного сопротивления двух точечных источников тока от расстояния между ними  $[a(r)]$ . Однако во многих случаях мы располагаем лишь результатами интерпретации кривых вертикального зондирования ВЭЗ в виде многослойной структуры. Для аналитического расчета функции  $a(r)$  по результатам интерпретации кривых ВЭЗ необходимо разработать методику определения потенциала в любой точке многослойной среды при любом числе слоев грунта в зависимости от расстояния от точечного источника тока.

Решение задачи об электрическом поле точечного источника тока в случае проводящего многослойного полупространства с плоскопараллельными границами раздела в общем виде выполнено в теории электроразведки путем интегрирования дифференциального уравнения Лапласа при заданных граничных условиях [Л. 6]. Однако это решение практически доведено до конца лишь для потенциала на поверхности.

Существует второй метод расчета поля точечного источника в многослойной проводящей среде — метод зеркальных изображений, который традиционно применяется для простых случаев (одна или две поверхности раздела). Лишь в последнее время появились работы, позволяющие использовать этот метод в частном случае определения потенциала на поверхности земли с трехслойной электрической структурой [Л. 7].

В настоящей статье решение общей задачи об электрическом поле точечного источника тока в многослойной земле проводится на основании оптической аналогии Сирла [Л. 8], которая была успешно применена для полей с двумя границами раздела сред [Л. 9].

Рассмотрим известную задачу об источнике тока вблизи границы раздела двух сред с удельными сопротивлениями  $\rho_1$  и  $\rho_2$  (рис. 1). Поле в 1-й среде определяется по методу зеркальных изображений [Л. 8] как поле двух источников тока — истинного, помещенного в точке А, и фиктивного с интенсивностью  $Ia_{12}$ , где

$$a_{12} = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1}, \quad (1)$$

помещенного в точке В, являющейся зеркальным изображением точки А относительно границы раздела слоев. (Термин «интенсивность» применяется ниже для количественной оценки характеристики источников тока.) При этом потенциал в 1-й среде

$$\varphi_1 = \frac{I\rho_1}{4\pi} \left( \frac{1}{r_A} + \frac{a_{12}}{r_B} \right), \quad (2)$$

где  $r_A$  и  $r_B$  — расстояния соответственно от точек А и В до точки, в которой определяется потенциал.

Во 2-й среде поле определяется фиктивным источником, помещенным в точке А, с интенсивностью  $Ib_{12}$ , где

$$b_{12} = 1 - a_{12} = \frac{2\rho_1}{\rho_2 + \rho_1}. \quad (3)$$

При этом

$$\varphi_2 = \frac{I\rho_2}{4\pi} \frac{b_{12}}{r_B}. \quad (4)$$

По Сирлу [Л. 8] построение фиктивных источников тока может быть выполнено с помощью формального приема, заключающегося в том, что плоскость раздела сред уподобляется неидеальному бесконечному зеркалу, отражающему свет с коэффициентом отражения  $a_{12}$  и пропускающему его с коэффициентом пропускания  $b_{12} = 1 - a_{12}$ .

Точечный источник света интенсивностью  $I$ , помещенный в точке А, будет виден только из 1-й среды. Кроме него из этой среды будет наблюдаться отражение в зеркале источника с интенсивностью  $Ia_{12}$ , которое будет находиться в точке В. Положение этой точки определяется по правилам геометрической оптики в точке пересечения двух лучей, исходящих от источника и наблюдаемых в 1-й среде. Такими лучами могут быть луч, перпендикулярный поверхности зеркала, и луч, направленный под углом к ней из точки А. Точно так же из 2-й среды виден ослабленный источник света в точке А. Его интенсивность равна  $Ib_{12}$ .

Оптическая аналогия Сирла может быть применена и для большего числа границ раздела. Она позволяет построить систему фиктивных источ-

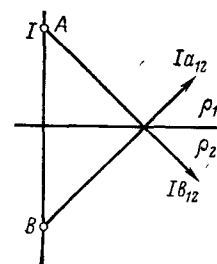


Рис. 1. Схема прохождения лучей через границу раздела двух сред.



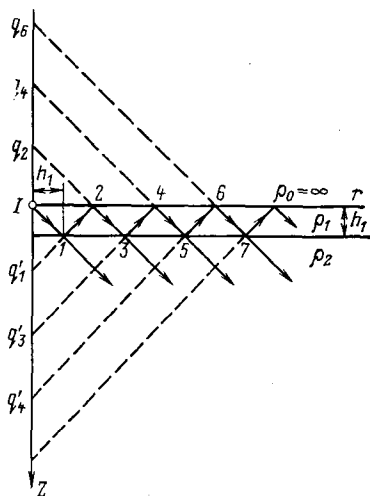


Рис. 2. Схема расположения фиктивных источников для верхнего слоя двухслойного проводящего полупространства.

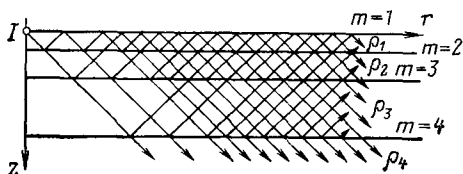


Рис. 3. Схема распространения лучей в четырехслойной среде при расположении источника тока на поверхности.

ников для любого числа «зеркал», а затем использовать формулы, подобные формулам (3) и (4), чтобы определить потенциалы в соответствующих средах.

Рассмотрим простой случай двухслойного проводящего полупространства с источником, помещенным на внутренней поверхности полупространства (рис. 2). Поверхность полупространства уподобляется идеальному зеркалу, так как для нее с учетом того, что  $\rho_0 \rightarrow \infty$ ,

$$a_{10} = \frac{\rho_0 - \rho_1}{\rho_0 + \rho_1} = 1.$$

Поэтому интенсивность (яркость) источника  $I$ , помещенного непосредственно перед идеальным зеркалом, возрастает вдвое. Мы будем это учитывать в дальнейшем (вместо  $4\pi$  в знаменателе будем писать  $2\pi$ ). Проследим за лучом, направленным под углом к неидеальному зеркалу, расположенному на границе первого и второго слоев. В точке 1 луч отражается с коэффициентом отражения  $a_{12}$ . Интенсивность отраженного луча равна  $q'_{12} = I a_{12}$ . Соответствующий ему фиктивный источник находится в точке  $q'_1$  на оси  $z$ . В точке 2 луч отражается с коэффициентом отражения  $a_{10} = 1$ , т. е. сохраняет свою интенсивность. Соответствующий фиктивный источник  $q_2 = q'_1$  помещается в точке, симметричной точке  $q'_1$  относительно поверхности  $z=0$ . Рассмотрим дальнейшие отражения лучей, получим источники:  $q'_3 = q_4 = a^2_{12} I$ ;  $q'_5 = q_6 = a^3_{12} I$  и т. д.

Эти источники располагаются на оси  $z$  в точках с координатами, кратными  $2h_1$ .

Таким образом, потенциал точки первого слоя, расположенной на глубине  $z$  и на расстоянии  $r$  от источника тока,

$$\varphi_1 = \frac{I \rho_1}{2\pi \sqrt{r^2 + z^2}} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\rho_1}{2\pi} \frac{q_2 k}{\sqrt{r^2 + (z + 2kh_1)^2}} +$$

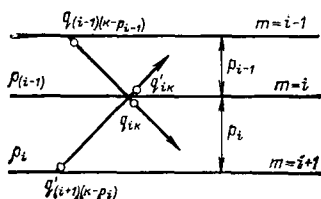


Рис. 4. К определению интенсивности фиктивных источников для любого слоя многослойной среды.

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\rho_1}{2\pi} \frac{q'_2 (k-1)}{\sqrt{r^2 + (2kh_1 - z)^2}} =$$

$$= \frac{\rho_1 I}{2\pi} \left( \frac{1}{\sqrt{r^2 + z^2}} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a^k_{12}}{\sqrt{r^2 + (2kh_1 + z)^2}} + \right.$$

$$\left. + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a^k_{12}}{\sqrt{r^2 + (2kh_1 - z)^2}} \right). \quad (5)$$

Чтобы найти потенциал во втором слое, нужно рассмотреть лучи, прошедшие через поверхность раздела слоев. Их интенсивности будут равны  $I b_{12}$ ,  $I a_{12} b_{12}$ ,  $I a^2_{12} b_{12}$  и т. д., а соответствующие фиктивные источники будут располагаться в точках  $z=0$ ,  $z=-2kh_1$ ,  $z=-4kh_1$  и т. д. Следовательно, для точки во 2-м слое потенциал определится по формуле

$$\varphi_2 = \frac{I \rho_2 b_{12}}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a^k_{12}}{\sqrt{r^2 + (2kh_1 + z)^2}}. \quad (6)$$

В дальнейшем мы можем рассматривать лишь картину прохождения лучей между зеркалами, считая, что луч интенсивностью  $q$  начинается на соответствующем зеркале. Точку, из которой он исходит, будем располагать на верхней или нижней поверхности зеркала. Кроме того, условимся рассматривать лучи, направленные под углом  $45^\circ$  к зеркалам. Тогда для получения системы фиктивных источников, расположенных на оси  $z$  и полностью определяющих поле в каком-либо слое, достаточно отметить на зеркалах точки, из которых испускаются лучи в данный слой, и повернуть систему этих точек на  $90^\circ$  вокруг пересечения зеркала с осью  $z$  вверх или вниз. Рассмотрение рис. 2 подтверждает эту возможность.

Теперь можно перейти к общему случаю  $m$  слоев. На рис. 3 изображен ход лучей в четырехслойной среде с отношением толщин слоев  $2:3:6$  и источником на поверхности. Из рис. 3 видно, что лучи могут пересекать границы раздела слоев лишь в точках с координатой  $r = kh$ , где  $k$  — целое число, а  $h$  — общая мера слоев. В точку на пересечении лучей с границей раздела лучи могут падать как снизу, так и сверху. Из этой точки испускаются лучи также вверх и вниз.

Введем следующие обозначения. Границы разделов («зеркала») будем обозначать номерами  $1, 2, \dots, s$ , где  $s$  — число слоев. Интенсивности («яркости») фиктивных источников, видимых сверху (расположенных на верхних поверхностях зеркал), обозначим  $q'$ , а интенсивности источников, видимых снизу —  $q$ . Около этих букв будем писать два индекса. Первый означает номер зеркала, на котором расположен источник, а второй — число  $k = r/h$ . Толщину слоя в относительных единицах обозначим  $p$  с индексом, означающим номер слоя:

$$p_1 = \frac{h_1}{h}, \quad p_2 = \frac{h_2}{h} \text{ и т. д.}$$

Тогда интенсивность любого источника  $q_{ik}$  или  $q'_{ik}$  можно определить исходя из интенсивности источников, расположенных левее, следующим образом (рис. 4):

$$q'_{ik} = q_{(i+1)(k-p_i)} b_i (i-1) + q_{(i-1)(k-p_{i-1})} a_{(i-1)i}; \quad (7)$$

$$q_{ik} = q'_{(i+1)(k-p_i)} a_i (i-1) + q'_{(i-1)(k-p_{i-1})} b_{(i-1)i}. \quad (8)$$

Выражения (7) и (8) могут служить в качестве рекуррентных соотношений для определения величин  $q'$  и  $q$  на всех поверхностях раздела слоев независимо от их числа. Для этого необходимо, чтобы  $q_{10} = 1$ , и затем последовательно вычислять все  $q$  с одинаковым вторым индексом, передвигаясь слева направо.

Программа, реализующая этот алгоритм на языке ФОРТРАН IV, была создана в Тульском политехническом институте. Проверка ее пригодности для расчетов поля производилась путем сравнения с результатами, полученными для  $q_{ik}$  (так называемые коэффициенты эмиссии) методами, принятыми в геофизике. Для этого использовался пример вычисления коэффициентов эмиссии в трехслойном грунте, приведенный в [Л. 10]. Результаты полностью совпали.

Если источник тока находится на глубине  $z$ , следует рассматривать два луча, направленные от него под углом  $45^\circ$

вверх и вниз (см. рис. 4). В этом случае  $h$  является общей мерой всех толщин слоев и глубины  $z$ .

Чтобы получить наиболее удобное выражение для потенциала на поверхности многослойной среды при  $z=0$  (случай, представляющий особый интерес для геофизики) рассмотрим верхний слой на рис. 3. Из рисунка видно, что точки отражения на поверхности  $m=1$  расположены на расстоянии  $2h$  друг от друга. Кроме того,

$$a_{10}=1, \quad q'_{2k}=q_1(k+p_1),$$

а положения этих фиктивных источников на оси  $z$  симметричны относительно начала координат. Учитывая также, что интенсивность луча, исходящего из источника тока, равна  $2I$ , получим:

$$\varphi = \frac{I\rho_1}{2\pi} \left( \frac{1}{r} + 2 \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{q_n}{\sqrt{r^2 + (2nh)^2}} \right), \quad (9)$$

где  $n=2k$  — номер фиктивного источника, расположенного на поверхности грунта.

Величина  $q_n$  в этой формуле определяется, как указано выше по значениям  $q_{10}=1$ .

Эта формула позволяет построить теоретические кривые вертикального электрического зондирования слоистых сред при любом числе слоев.

**Выводы.** 1. Метод оптической аналогии позволяет с помощью элементарного математического аппарата рассчитывать поле точечного источника тока в многослойной среде.

2. Разработанная на этой основе методика дает возможность рассчитывать поля во всех слоях многослойной среды при

произвольном расположении точечного источника тока, что необходимо для расчета вертикальных заземлителей и заземляющих систем, в которые они входят.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бургсдорф В. В. Расчет заземлителей в неоднородных грунтах. — «Электричество», 1954, № 1, с. 5—15.
2. Эбин Л. Е., Якобс А. И. Применение метода наведенных потенциалов при расчете сложных заземлителей в неоднородных грунтах. — «Электричество», 1964, № 9, с. 1—6.
3. Якобс А. И., Коструба С. И., Живаго В. Г. Расчет сложных заземляющих устройств с помощью ЭЦВМ. — «Электричество», 1967, № 8, с. 21—28.
4. Костиков В. У. Метод расчета заземлителей в районах со сложным геоэлектрическим разрезом. — «Труды Омского ин-та инж. трансп.», 1967, т. 77, с. 71—80.
5. Ослон А. Б., Десянов А. Г. Расчет прямолинейных горизонтальных заземлителей в многослойном грунте. — «Изв. вузов. Энергетика», 1970, № 2, с. 29—30.
6. Заборовский А. И. Электроразведка. М., Гостоптехиздат, 1943.
7. Косарев Б. И. К вопросу применения электростатической и электрической аналогии для расчета и моделирования заземляющих сеток. — «Труды МИИТ». М., 1971, вып. 393, с. 36—38.
8. Поливанов К. М. Теоретические основы электротехники. Ч. 3. М., «Энергия», 1969. 352 с.
9. Нетушил А. В. Расчеты потенциальных полей. — «Труды МЭИ», М., 1952, вып. 9, с. 3—25.
10. Головцын В. Н. Электроразведка, Киев, Изд. АН УССР, 1963, 364 с.

[28.1.1977]



УДК 537.213

## К расчету полей в кусочно-неоднородных средах

Доктор техн. наук КНЯЗЬ А. И.

Одесса

Расчет поля в нелинейных средах часто производят путем рассмотрения нескольких задач для неоднородных сред, проницаемости которых зависят от координат. В данной статье показывается, что исследование плоскопараллельного электрического или магнитного поля в кусочно-неоднородных средах может выполняться с помощью комплексного потенциала.

Рассмотрим плоскопараллельное электрическое или магнитное поле в среде, состоящей из внутренней области  $D^+$  и внешней области  $D^-$ , разделенных некоторой криволинейной границей. Источником электрического поля является нить зарядов с плотностью  $\tau$ , а источник магнитного поля есть нить с током  $I$ . Проницаемости однородной изотропной области  $D^+$  есть  $\epsilon^+$ ,  $\mu^+$ , а области  $D^-$

$$\epsilon^- = \epsilon(x, y), \quad \mu^- = \mu(x, y). \quad (1)$$

Напряженности полей находятся с помощью скалярных потенциалов:

$$\bar{E} = -\text{grad } \varphi_s, \quad \bar{H} = -\text{grad } \varphi_m. \quad (2)$$

Введем в рассмотрение комплексный потенциал  $U+iV = W$  так, что

$$\varphi_s = \begin{cases} \frac{\tau}{2\pi\epsilon^+} V^+; \\ \frac{\tau}{2\pi\sqrt{\epsilon^-\epsilon^+}} V^-; \end{cases} \quad \varphi_m = \begin{cases} \frac{I}{2\pi} U^+; (D^+) \\ \frac{I\sqrt{\mu^+\mu^-}}{2\pi\sqrt{\mu^-\mu^+}} U^-; (D^-); \end{cases} \quad (3)$$

причем функции  $U, V$ , стоящие в (3), принадлежат в общем случае разным комплексным потенциалам  $W$ . Граничные условия непрерывности касательных составляющих векторов напряженностей  $\bar{E}, \bar{H}$  и непрерывности нормальных составляющих векторов индукций  $\bar{D}, \bar{B}$  есть:

$$\left. \begin{aligned} E_t^+ &= E_t^-; \quad \epsilon^+ E_n^+ = \epsilon^- E_n^-; \\ H_t^+ &= H_t^-; \quad \mu^+ H_n^+ = \mu^- H_n^- \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Подстановка (3) в (4) приводит к граничным равенствам в электрической и магнитной задачах соответственно:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial V^+}{\partial t} &= V_{\epsilon^+} \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{V^-}{V_{\epsilon^-}} \right); \\ \frac{\partial V^+}{\partial n} &= \frac{\epsilon^-}{V_{\epsilon^+}} \frac{\partial}{\partial n} \left( \frac{V^-}{V_{\epsilon^-}} \right); \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial U^+}{\partial t} &= V_{\mu^+} \frac{\partial}{\partial t} \left( \frac{U^-}{V_{\mu^-}} \right); \\ \frac{\partial U^+}{\partial n} &= \frac{\mu^-}{V_{\mu^+}} \frac{\partial}{\partial n} \left( \frac{U^-}{V_{\mu^-}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Будем рассматривать наряду с декартовыми координатами  $x, y$  криволинейные координаты  $\xi, \eta$ , задавая связь между ними с помощью аналитической функции

$$\xi + i\eta = \zeta(Z) = \zeta(x+iy). \quad (7)$$

Выбор представлений (3) для потенциалов в области  $D^-$  позволяет перейти от уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \xi} \left( \epsilon^- \frac{\partial \varphi_s^-}{\partial \xi} \right) + \frac{\partial}{\partial \eta} \left( \epsilon^- \frac{\partial \varphi_s^-}{\partial \eta} \right) &= 0; \\ \frac{\partial}{\partial \xi} \left( \mu^- \frac{\partial \varphi_m^-}{\partial \xi} \right) + \frac{\partial}{\partial \eta} \left( \mu^- \frac{\partial \varphi_m^-}{\partial \eta} \right) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

к уравнениям Лапласа

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 V^-}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2 V^-}{\partial \eta^2} &= 0; \\ \frac{\partial^2 U^-}{\partial \xi^2} + \frac{\partial^2 U^-}{\partial \eta^2} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

если положительные функции координат  $V_{\varepsilon^-}$ ,  $V_{\mu^-}$  являются решениями также уравнений Лапласа:

$$\left. \begin{aligned} (V_{\varepsilon^-})''_{\xi} + (V_{\varepsilon^-})''_{\eta} &= 0; \\ (V_{\mu^-})''_{\xi} + (V_{\mu^-})''_{\eta} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Это утверждение легко проверяется подстановкой (3) в (8). Итак, с помощью формул (3) оказывается возможным исследовать поля в неоднородной среде с помощью комплексного потенциала  $W = U + iV$ .

Комплексную координатную функцию (7) можно выбрать такой, чтобы заданная граничная линия совпала с одной из линий сетки:

$$\eta = C, \quad (11)$$

где  $C$  в общем случае есть  $n$  постоянных, если функция  $Z(\xi)$  является  $n$ -листной.

Указанное включение заданной линии в состав сетки линий  $\eta = C$ ,  $\xi = C$  проще всего осуществляется с помощью параметрических уравнений линии. В данной статье на деталях этой процедуры останавливаться не будем. На границе (11) условия (5) и (6) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial V^+}{\partial \xi} &= V_{\varepsilon^+} \frac{\partial}{\partial \xi} \left( \frac{V^-}{V_{\varepsilon^-}} \right); \\ \frac{\partial V^+}{\partial \eta} &= \frac{\varepsilon^-}{V_{\varepsilon^+}} \frac{\partial}{\partial \xi} \left( \frac{V^-}{V_{\varepsilon^-}} \right); \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial U^+}{\partial \xi} &= V_{\mu^+} \frac{\partial}{\partial \xi} \left( \frac{U^-}{V_{\mu^-}} \right); \\ \frac{\partial U^+}{\partial \eta} &= \frac{\mu^-}{V_{\mu^+}} \frac{\partial}{\partial \eta} \left( \frac{U^-}{V_{\mu^-}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

С использованием условий Коши — Римана

$$U'_{\xi} = V'_{\eta}; \quad U'_{\eta} = -V'_{\xi} \quad (14)$$

систему (12) можно переписать в виде одного равенства:

$$\frac{dW^+}{d\xi} = a \frac{dW^-}{d\xi} + b \frac{d\bar{W}^-}{d\xi} + g_1 W^- + g_2 \bar{W}^-, \quad (15)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{\varepsilon^+ + \varepsilon^-}{2 V_{\varepsilon^- \varepsilon^+}}; \quad b = \frac{\varepsilon^- - \varepsilon^+}{2 V_{\varepsilon^- \varepsilon^+}}; \\ g_1 &= -g_2 = \frac{1}{2i} \left[ \frac{\varepsilon^-}{V_{\varepsilon^+}} \left( \frac{1}{V_{\varepsilon^-}} \right)'_{\eta} + \right. \\ &\quad \left. + i V_{\varepsilon^+} \left( \frac{1}{V_{\varepsilon^-}} \right)'_{\xi} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

При записи (15) использованы очевидные равенства:

$$\frac{dW}{d\xi} = V'_{\eta} + iV'_{\xi}; \quad 2iV^- = (W^- - \bar{W}^-). \quad (17)$$

Полезно выделить из суммарного потенциала первичный потенциал поля нитей, число которых в общем случае равно  $q$ :

$$W_0 = \sum_{m=1}^q i \ln \frac{1}{\xi_{0m} - \xi}. \quad (18)$$

Для вторичного (поляризационного) потенциала имеем вместо (15) неоднородное граничное условие

$$\frac{dW^+}{d\xi} = a \frac{dW^-}{d\xi} + b \frac{d\bar{W}^-}{d\xi} + g_1 W^- + g_2 \bar{W}^- + f_0, \quad (19)$$

где

$$f_0 = (a-1) \frac{dW_0}{d\xi} + b \frac{d\bar{W}_0}{d\xi} + 2g_1 i V_0. \quad (20)$$

Итак, поставленная электрическая задача сведена к обобщенной задаче Римана (сопряжения) теории аналитических функций [Л. 1 и 2]: найти кусочно-аналитическую функцию:

$$W(\xi) = \begin{cases} W^+(\xi), & \xi \in D^+; \\ W^-(\xi), & \xi \in D^-, \end{cases} \quad (21)$$

удовлетворяющую на границе (11) граничному условию (19) и исчезающую на бесконечности. Последнее требование физически легко объяснимо, так как корректная постановка электромагнитной плоскопараллельной задачи требует учета равенства нулю полного тока или равенства нулю суммарного заряда. Заметим, что магнитная задача также сводится к задаче (21) и (19), только в (19) вместо (16) и (20) нужно подразумевать:

$$\left. \begin{aligned} a &= \frac{\mu^- + \mu^+}{2 V_{\mu^- \mu^+}}; \quad b = \frac{\mu^+ - \mu^-}{2 V_{\mu^- \mu^+}}; \\ g_1 &= g_2 = \frac{1}{2i} \left[ \frac{\mu^-}{V_{\mu^+}} \left( \frac{1}{V_{\mu^-}} \right)'_{\eta} + \right. \\ &\quad \left. + i V_{\mu^+} \left( \frac{1}{V_{\mu^-}} \right)'_{\xi} \right]; \\ f_0 &= (a-1) \frac{dW_0}{d\xi} + b \frac{d\bar{W}_0}{d\xi} + 2g_1 U_0. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

Решение задачи (19) и (21) будем искать с помощью потенциала слоя вторичных источников, размещаемых на границе [Л. 1—3]:

$$W = i \int_L \sigma \ln \frac{1}{\xi_L - \xi} d\xi_L, \quad (23)$$

где  $\sigma$  — неизвестная комплексная плотность размещения источников.

Поскольку формула

$$\frac{dW}{d\xi} = i \int_L \sigma \frac{d\xi_L}{\xi_L - \xi} \quad (24)$$

является интегралом типа Коши, то на границе справедливы формулы Сохоцкого [Л. 1 и 2]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{i} \frac{dW^+}{d\xi} &= \pi i \sigma + \int_L \frac{\sigma d\xi_L}{\xi_L - \xi}; \\ \frac{1}{i} \frac{dW^-}{d\xi} &= -\pi i \sigma + \int_L \frac{\sigma d\xi_L}{\xi_L - \xi}. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

Подстановка (25) в (19) приводит к интегральному уравнению для плотности:

$$\left. \begin{aligned} \pi i (1+a) \sigma + b \pi i \bar{\sigma} + \int_L \sigma K d\xi_L + b \int_L \frac{\sigma d\xi_L}{\xi_L - \xi} + \\ + g_2 \int_L \sigma \ln \frac{1}{\xi_L - \xi} d\xi_L &= \frac{f_0}{i}, \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

где

$$K = \frac{1-a}{\xi_L - \xi} - g_1 \ln \frac{1}{\xi_L - \xi}. \quad (27)$$

Комплексное сингулярное (особое) интегральное уравнение (26) может быть переписано в виде системы двух уравнений для действительной и мнимой частей плотности  $\theta$ ,  $\bar{\theta}$ :

$$\left. \begin{aligned} \theta + i\bar{\theta} &= \sigma; \\ \theta - i\bar{\theta} &= \bar{\sigma}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Важно отметить, что граничная задача с условием (19) исследовалась и при более общих допущениях, чем это требуется для данных приложений (см. [Л. 2], с. 265; [Л. 4], с. 332). Интегральное уравнение (26) может быть сведено к интегральному уравнению Фредгольма путем регуляризации уравнения (26) [Л. 1]. Ввиду некоторой громоздкости этих результатов в данной статье выписывать их не будем. Весьма интересной является также связь уравнения (26) с интегральными уравнениями с ядрами, зависящими от разности аргументов [Л. 5].

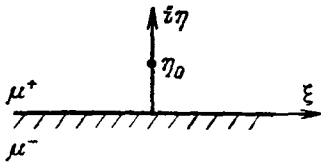


Рис. 1. Плоская граница раздела сред.

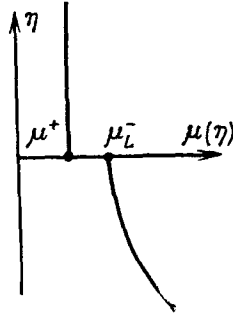


Рис. 2. Характер изменения по координате \$\eta\$ магнитной проницаемости.

Итак, для исследования плоскопараллельных полей в кусочно-неоднородных средах можно использовать мощный аппарат теории функций комплексного переменного. Одним из достоинств указанного подхода является то, что задача сводится к интегральному уравнению по границе области \$\sigma\$, а не по самой области. Известные для трехмерных задач расчета поля в кусочно-неоднородных средах интегральные уравнения [Л. 3] являются сложными именно за счет интегралов по области.

**Пример.** Рассмотрим простейшую задачу нахождения магнитного поля при плоской границе двух областей (рис. 1). Область \$D^-\$ заполнена неоднородным изотропным магнитным материалом с проницаемостью \$\mu^-(\xi, \eta)\$. Поле создается нитью тока, проходящей через точку \$\xi\_0=0, \eta=\eta\_0\$. В качестве простейшей гармонической функции возьмем:

$$\sqrt{\mu^-} = \sqrt{\mu_L^-} - C\eta,$$

т. е.

$$\mu^- = (\sqrt{\mu_L^-} - C\eta)^2, \quad (29)$$

где \$\mu\_L^-\$, \$C\$ — некоторые произвольные константы.

На рис. 2 указан закон изменения по координате \$\eta\$ магнитной проницаемости.

Подставляя (29) в (22), имеем в качестве \$a, b, g\_1, g\_2\$ постоянные числа:

$$a = \frac{\mu^+ + \mu_L^-}{2\sqrt{\mu^+ \mu_L^-}}; \quad b = \frac{\mu^+ - \mu_L^-}{2\sqrt{\mu^+ \mu_L^-}}; \\ g_1 = g_2 = \frac{C}{2i}. \quad (30)$$

Используя (18) и (28) и полагая

$$\ln \frac{1}{\xi_L - \xi} = \ln \frac{1}{|\xi_L - \xi|} - i\pi l(\xi - \xi_L); \\ l(\xi - \xi_L) = \begin{cases} 1, & \xi > \xi_L, \\ 0, & \xi < \xi_L; \end{cases} \quad (31)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \theta(\xi_L) l(\xi - \xi_L) d\xi_L = \int_0^{\infty} \theta(\xi - \alpha) d\alpha, \quad (32)$$

перепишем комплексное интегральное уравнение (26) в виде двух вещественных уравнений:

$$\pi \lambda_1 \theta(\xi) + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\theta(\xi_L) d\xi_L}{\xi_L - \xi} + C_1 \pi \int_0^{\infty} \theta(\xi - \alpha) d\alpha - \\ - C_1 \int_{-\infty}^{\infty} \theta(\xi_L) \ln \frac{1}{|\xi_L - \xi|} d\xi_L = \\ = \frac{\xi}{\xi^2 + \eta_0^2} + C_1 \operatorname{arctg} \frac{\eta_0}{\xi}; \quad (33)$$

$$\pi \lambda_2 \theta(\xi) + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\theta(\xi_L) d\xi_L}{\xi_L - \xi} = \frac{\eta_0}{\xi^2 + \eta_0^2}, \quad (34)$$

где

$$\lambda_1 = \frac{b-a-1}{b-a+1}; \quad \lambda_2 = \frac{b+a+1}{1-b-a}; \quad C_1 = \frac{C}{1-a+b}. \quad (35)$$

Поскольку

$$\frac{\eta_0}{\xi^2 + \eta_0^2} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\xi_L d\xi_L}{(\xi_L^2 + \eta_0^2)(\xi_L - \xi)},$$

то уравнение (34) можно переписать в виде

$$\pi \lambda_2 \theta(\xi) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\xi_L - \xi} \left[ \frac{\xi_L}{\xi_L^2 + \eta_0^2} - \pi \theta(\xi_L) \right] d\xi_L. \quad (36)$$

На основании формул обращения (7.12) и (7.13) из [Л. 1] получаем:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\theta(\xi_L) d\xi_L}{\xi_L - \xi} = -\frac{1}{\lambda_2} \left[ \frac{\xi}{\xi^2 + \eta_0^2} - \pi \theta(\xi) \right]. \quad (37)$$

На основе (34) имеем также:

$$\pi \int_0^{\infty} \theta(\xi - \alpha) d\alpha = -\frac{1}{\lambda_2} \int_0^{\infty} d\alpha \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\theta(\xi_L) d\xi_L}{\xi_L - \xi + \alpha} + \\ + \frac{1}{\lambda_2} \left( \frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{\xi}{\eta_0} \right). \quad (38)$$

Подставляя (37), (38) в (33), получаем интегральное уравнение для одной неизвестной функции \$\theta(\xi)\$:

$$\pi \left( \lambda_1 + \frac{1}{\lambda_2} \right) \theta(\xi) - C_1 \int_{-\infty}^{\infty} \theta(\xi_L) \ln \frac{1}{|\xi_L - \xi|} d\xi_L - \\ - \frac{C_1}{\lambda_2} \int_0^{\infty} d\alpha \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\theta(\xi_L) d\xi_L}{\xi_L - \xi + \alpha} = \frac{\xi \left( 1 + \frac{1}{\lambda_2} \right)}{\eta_0^2 + \xi^2} + \\ + C_1 \operatorname{arctg} \frac{\eta_0}{\xi} - \frac{C_1}{\lambda_2} \left( \frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{\xi}{\eta_0} \right). \quad (39)$$

Продифференцируем уравнение (39) и учтем, что

$$\int_0^{\infty} \frac{d\alpha}{(\alpha + \xi_L - \xi)^2} = \frac{1}{\xi_L - \xi}.$$

Тогда получим:

$$\pi \lambda \theta'(\xi) - C_1 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\theta(\xi_L) d\xi_L}{\xi_L - \xi} = f(\xi), \quad (40)$$

где

$$f(\xi) = \frac{\eta_0^2 - \xi^2}{(\eta_0^2 + \xi^2)^2} - \frac{C_1 \eta_0}{\eta_0^2 + \xi^2}, \quad \lambda = \frac{1 + \lambda_1 \lambda_2}{1 + \lambda_2}. \quad (41)$$

К интегральному уравнению (40) применим преобразование Фурье, т. е. умножаем (40) на \$\exp(-i\omega\xi)d\xi\$ и интегрируем:

$$i\omega \pi \lambda \bar{\theta}(\omega) + iC_1 \frac{\omega}{|\omega|} \bar{\theta}(\omega) = \bar{f}(\omega), \quad (42)$$

где

$$\bar{\theta}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \theta(\xi) e^{-i\omega\xi} d\xi, \quad \bar{f}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\xi) e^{-i\omega\xi} d\xi.$$

Поскольку по (42) находится  $\bar{\vartheta}(\omega)$ , то на основании формулы обратного преобразования Фурье имеем:

$$\begin{aligned}\vartheta(\xi) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\vartheta}(\omega) e^{i\omega\xi} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\bar{f}(\omega) e^{i\omega\xi} d\omega}{i\omega \left( \pi\lambda + \frac{C_1}{|\omega|} \right)}.\end{aligned}\quad (43)$$

Итак, квадратуры (43) и (34) определяют функции  $\vartheta(\xi)$ ,  $\theta(\xi)$ , по которым в свою очередь находится комплексный потенциал (23).

Рассмотренный пример иллюстрирует, кроме прочего, возможность метода по получению решения в аналитической форме.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гахов Ф. Д. Краевые задачи. М., Физматгиз, 1963.
2. Мусхелишвили Н. И. Сингулярные интегральные уравнения. М., «Наука», 1968.
3. Тозони О. В. Метод вторичных источников в электротехнике. М., «Энергия», 1975.
4. Векуа Н. П. Системы сингулярных интегральных уравнений. М., «Наука», 1970.
5. Интегральные уравнения. М., «Наука», 1968. Авт.: П. П. Забрейко, А. И. Кошелев, М. А. Красносельский и др. [17.5.1977]

УДК [621.315.61:537.529].001.24

## Соотношения электрических параметров при частичных разрядах в эллипсоидных включениях твердых диэлектриков

МАРКОСЯН М. М., ОГАНЕСЯН К. Г., ЛИКАХ С. Ф.

Ереван

Освоение производства силовых высоковольтных кабелей с изоляцией на основе пластмасс, в частности полиэтилена шитой структуры, требует разработки надежных методов контроля качества изоляции этих кабелей. Одним из них является измерение интенсивности частичных разрядов, возникающих во включениях изоляции кабелей. В связи с этим для создания оптимального метода контроля по регистрации внутренних частичных разрядов необходимо знание точных количественных соотношений для физических величин, характеризующих эти разряды. Существующие выражения для определения зарядов частичных разрядов предполагают плоские включения, у которых размер в направлении напряженности электрического поля намного меньше размера в перпендикулярном направлении. В изоляции кабелей в основном встречаются включения эллипсоидной формы с различным соотношением длин осей, т. е. говорить об эквивалентной емкостной схеме замещения измеряемого объекта затруднительно. К тому же, в плоских включениях разряды возникают в отдельных участках внутренней поверхности включения, т. е. плотность заряда по поверхности включения имеет дискретный характер и зависимость между истинным и кажущимся зарядами неоднозначна [Л. 1].

В настоящей статье приводятся выражения для истинного и кажущегося зарядов в эллипсоидных газовых включениях твердой изоляции, зависимость между поддающимся измерению кажущимся зарядом и значением истинного заряда, возникающих при разряде, а также выражение для определения напряжения начала возникновения внутренних разрядов.

Рассмотрим тело эллипсоидальной формы с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_1$ , находящееся в однородном электрическом поле с напряженностью  $E_0$ . Диэлектрическая проницаемость окружающей среды  $\epsilon_2$ . Анализ предполагает следующую физическую модель: при определенном значении напряженности внешнего электрического поля происходит пробой газа во включении; напряженность поля во включении падает до значения, близкого к нулю [Л. 1]; на стенках включения образуются два равных и противоположных по знаку заряда, характеризующих эквивалентным диполем. Последний индуцирует на внешних электродах, создающих поле, связанный или кажущийся заряд.

Используем систему эллипсоидальных ортогональных координат  $\xi, \eta$  и  $\zeta$ , причем  $\xi$  — параметр семейств эллипсоидов, конфокальных с заданным  $\xi=0$ ;  $\eta$  и  $\zeta$  — параметры конфокальных гиперболоидов. Потенциал электрического поля вне и внутри эллипсоида согласно [Л. 2]:

$$\varphi^+ = F_1(\xi) F_2(\eta) F_3(\zeta) \left[ C_1 + C_2 \int_0^\infty \frac{d\xi}{(\xi + a^2) R_\xi} \right]; \quad (1)$$

$$\varphi^- = C_3 F_1(\xi) F_2(\eta) F_3(\zeta), \quad (2)$$

где  $\varphi^+$  — потенциал вне эллипсоида;  $\varphi^-$  — потенциал внутри эллипсоида;

$$F_1(\xi) = \sqrt{\xi + a^2}; \quad F_2(\eta) = \sqrt{\eta + a^2}; \quad F_3(\zeta) = \sqrt{\zeta + a^2};$$

$$R_\xi = \sqrt{(\xi + a^2)(\xi + b^2)(\xi + c^2)};$$

$a, b, c$  — главные оси эллипсоида, направленные соответственно вдоль осей  $x, y, z$ , причем  $E_0$  параллельно оси  $x$  (рис. 1);

$$C_1 = - \frac{E_0}{\sqrt{(a^2 - b^2)(a^2 - c^2)}};$$

$C_2$  и  $C_3$  — постоянные, определяемые граничными условиями.

До разряда газа во включении, когда поверхностная плотность свободных зарядов во включении  $\omega=0$ , согласно [Л. 2] поле внутри включения однородно и равно:

$$E^- = \frac{E_0}{1 + \frac{abc}{2\epsilon_2} (\epsilon_1 - \epsilon_2) A}, \quad (3)$$

где

$$A = \int_0^\infty \frac{d\xi}{(\xi + a^2) R_\xi}. \quad (4)$$

После разряда, исходя из  $E^- = 0$ , найдем постоянные  $C_2, C_3$  и поверхностную плотность свободных зарядов на стенках включения. При переходе через заряженный слой должны выполняться следующие граничные условия:

$$(\bar{D}^+ - \bar{D}^-) \bar{n} = \omega(\eta, \zeta); \quad (5)$$

$$\varphi^+ = \varphi^-, \quad (6)$$

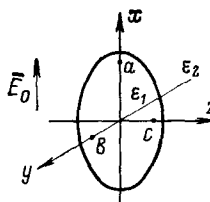


Рис. 1. Эллипсоидное включение в твердой изоляции.

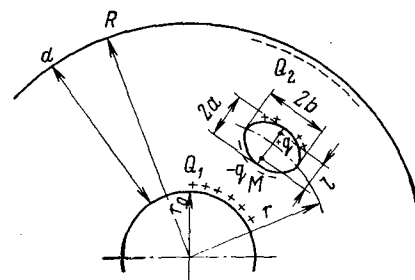


Рис. 2. Эквивалентный диполь между двумя цилиндрическими заземленными электродами.

где  $\vec{D}^+$  и  $\vec{D}^-$  — соответственно векторы электростатической индукции вне и внутри эллипсоида у его стенки;  $\vec{n}$  — единичная нормаль к поверхности эллипсоида.

Учитывая, что после разряда  $\vec{D}^- = 0$ , перепишем (5) и (6) в виде:

$$-\varepsilon_2 \frac{\partial \varphi^+(0, \eta, \zeta)}{\partial n} = \omega(0, \eta, \zeta); \quad (7)$$

$$\varphi^+(0, \eta, \zeta) = \varphi^-(0, \eta, \zeta). \quad (8)$$

Подставляя в (7) и (8) значения потенциалов из (1) и (2), находим:

$$C_3 = 0; C_2 = -C_1/A; \quad \omega(0, \eta, \zeta) = \frac{2\varepsilon_2 F_2(\eta) F_3(\zeta) E_0}{Aa \sqrt{\eta \zeta (a^2 - b^2)(a^2 - c^2)}}; \quad (9)$$

$$E^+(0, \eta, \zeta) = \frac{\omega(0, \eta, \zeta)}{\varepsilon_2} = \frac{2E_0 F_2(\eta) F_3(\zeta)}{aA \sqrt{\eta \zeta (a^2 - b^2)(a^2 - c^2)}}. \quad (10)$$

Заряд, осевший на верхней половине эллипсоида

$$q = \int_S \omega(0, \eta, \zeta) dS. \quad (11)$$

Электрический момент эквивалентного диполя с плечом  $l$

$$M = ql = 2 \int_S \omega(0, \eta, \zeta) x dS. \quad (12)$$

Для сфероида с главными осями  $(a, b, c=b)$  из выражений (9)–(12):

$$\omega|_{x=a, y=z=0} = \frac{2E_0 \varepsilon_2}{Aab^2}; \quad (13)$$

$$E^+|_{x=a, y=z} = \frac{2E_0}{Aab^2}; \quad (14)$$

$$q = \frac{2\pi \varepsilon_2 E_0}{aA}; \quad (15)$$

$$l = \frac{4}{3} a. \quad (16)$$

Значения  $A$  в формулах (13)–(15) для вытянутого сфероида  $a > b = c$ , сферы  $a = b = c$  и сплюснутого сфероида  $a < b = c$  соответственно из (4) будут:

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{2}{a^3 \left(1 - \frac{b^2}{c^2}\right)} \left[ \frac{1}{2\sqrt{1 - \frac{b^2}{c^2}}} \ln \frac{1 + \sqrt{1 - \frac{b^2}{c^2}}}{1 - \sqrt{1 - \frac{b^2}{c^2}}} - 1 \right]; \\ A_2 &= \frac{2}{3a^3}; \\ A_3 &= \frac{2}{a^3 \left(\frac{b^2}{c^2} - 1\right)} \left[ 1 - \frac{1}{\sqrt{\frac{b^2}{c^2} - 1}} \left( \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{1}{\sqrt{\frac{b^2}{c^2} - 1}} \right) \right]. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

С помощью (13)–(17) выясним влияние формы включения. Возьмем три включения — сфероида с одним и тем же размером в направлении внешнего электрического поля. Разряд во всех трех включениях наступает при одном и том же  $E^-$ . Размеры в перпендикулярном к  $E_0$  направлении относятся как  $b_1 : b_2 : b_3 = 3 : 1 : 1/3$ . Включения находятся в диэлектрике с относительной диэлектрической проницаемостью 2,3. Тогда отношения плотностей заряда и отношения напряженностей электрического поля составят:

$$\omega_1 : \omega_2 : \omega_3|_{x=a, y=z=0} = E_1^+ : E_2^+ : E_3^+|_{x=a, y=z=0} = 1 : 4,9 : 16,8;$$

отношения зарядов  $q_1 : q_2 : q_3 = 1 : 0,27 : 0,1$ . Хотя значение заряда в третьем случае на порядок меньше, чем в первом, локальная плотность заряда и напряженность электрического поля в третьем включении в 16,8 раза выше. Так как эрозия диэлектрика под действием частичных разрядов пропорциональна поверхностной плотности энергии электронов, бомбардирующих поверхность диэлектрика, ограничивающего включение [Л. 3], то имеет значение не интегральное значение заряда, а его поверхностная плотность. Последнее должно быть учтено при установлении уровня чувствительности аппаратуры по обнаружению ионизирующих включений.

Обычно измеряется не сам истинный заряд  $q$ , а кажущийся заряд  $Q$ , индуцированный на внешних электродах зарядом  $q$ . Найдём связь между  $q$  и  $Q$ . Заряд, осевший на стенках включения, представим эквивалентным диполем с плечом  $l$  из выражения (16) и значением заряда  $q$ . Электрический диполь, образовавшийся во включении, вызывает увеличение плотности заряда на внешних электродах в местах, прилегающих к включению, причем нас интересует не распределение плотности этого связанного заряда, а его суммарное значение. Так как диполь образуется за время порядка  $10^{-9}$  с, то во внешней цепи его появление можно характеризовать эквивалентным скачком напряжения на внешних электродах, удобным для расчета переходных процессов во внешней цепи. Нас интересует конечный результат этого процесса, не зависящий от постоянной времени внешней цепи. Поэтому значение связанного заряда, образующегося на внешних электродах, можно найти, используя законы электростатики [Л. 4]. Диполь поместим между двумя коаксиальными цилиндрическими заземленными цилиндрами. Результат не изменится, если цилиндры соединены с землей через индуктивности или сопротивления. Длина цилиндров  $L$  (рис. 2). Предполагаем, что  $d \gg 2b$ .

Воспользуемся теоремой Грина [Л. 5]: если проводники при зарядах на них  $q_i$  имеют потенциалы  $\varphi_i$ , а при зарядах  $q'_i$  — потенциалы  $\varphi'_i$ , то справедливо соотношение

$$\sum_{i=1}^n q_i \varphi'_i = \sum_{i=1}^n q'_i \varphi_i. \quad (18)$$

Предположим, что в точке  $M$  находится заряд  $-q$ , а в точке  $N$  заряд  $+q$ . Соответственно потенциалы в этих точках  $\varphi_{q1}$  и  $\varphi_{q2}$ . На цилиндрах индуцируются заряды  $Q_1$  и  $Q_2$ , потенциалы цилиндров равны нулю (цилиндры заземлены).

Теперь положим, что заряд первого цилиндра  $Q'_1$ , его потенциал  $\varphi_{r0}$ ; заряд второго цилиндра  $Q'_2$ , его потенциал

$$\varphi_R = \varphi_{r0} - \frac{Q'_1 \ln \frac{R}{r_0}}{2\pi \varepsilon_2 L};$$

заряд в точке  $M$  равен нулю, потенциал  $\varphi_M$ ; заряд в точке  $N$  равен нулю, потенциал

$$\varphi_N = \varphi_M - E^- l = \varphi_M - l E_0 K_2 = \varphi_M - \frac{K_2 l Q'_1}{2\pi \varepsilon_2 r},$$

причем  $K_2 = E^-/E_0$  берем из (3).

Равенство (18) для нашего случая дает:

$$Q_1 \varphi_{r0} + Q_2 \left( \varphi_{r0} - \frac{Q'_1}{2\pi \varepsilon_2 L} \ln \frac{R}{r_0} \right) - q \varphi_M + q \left( \varphi_M - \frac{K_2 l Q'_1}{2\pi \varepsilon_2 r} \right) = 0. \quad (19)$$

Кроме того, согласно теореме Гаусса при заземленных цилиндрах

$$Q_1 + Q_2 + q - q = 0. \quad (20)$$

Из (19) и (20) получим:

$$Q_2 = q \frac{K_2 l}{r \ln \frac{R}{r_0}} = -Q_1. \quad (21)$$

Устремляя радиусы к бесконечности, из (21) получим выражение для плоских электродов:

$$Q_2 = q \frac{K_2 l}{d}, \quad (22)$$

Форма электродов	Вид диэлектрика	Параметр									
		измеренный							расчетный		
		Толщина или радиальная толщина диэлектрика $d \cdot 10^3$ , м	Относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r$	Полуси воздушных сферических включений $a \times b \times c \cdot 10^{-3}$ , м			Напряжение начала внутренних разрядов, В	Кажущийся заряд $Q \cdot 10^{12}$ , Кл	Давление воздуха во включении $p \cdot 10^6$ , Па	Заряд, Кл	
Плоская	Полиэтилен	3,2 3,06 3,5	2,3	0,55 0,6 0,7	0,7 1,65 0,4	0,7 1,65 0,4	6900 7100 10 200	$81 \pm 9,5$ $540 \pm 60$ $61 \pm 8$	0,87 1,16 1,14	247 1140 226	73 510 68
		4,2		0,74	1,0	1,0	9800	$265 \pm 30$	1,08	850	280
Цилиндрическая	Полиэтилен	3,0*	2,3	0,2	0,2	0,2	7500	$5 \pm 1$	1,0	35,4	5,1

\*  $r_0 = 3 \cdot 10^{-3}$  м,  $r = 3,3 \cdot 10^{-3}$  м,  $R = 6 \cdot 10^{-3}$  м.

где  $d$  — толщина изоляции.

Повторяя приведенные рассуждения для случая  $2b > d$ , получим:

для цилиндрических электродов

$$Q_2 = q \frac{1}{1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \left( \ln \frac{r_1 R}{r_2 r_0} \right) / \ln \frac{r_2}{r_1}}; \quad (23)$$

для плоских электродов

$$Q_2 = q \frac{1}{1 + \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2} \frac{d-l}{l}}. \quad (24)$$

В выражении (23)  $r_1$  и  $r_2$  — радиусы точек  $M$  и  $N$ .

Для сравнений расчетных значений полученных выражений с данными измерений значений кажущегося заряда используем выражение Холла — Руссака, связывающее разрядное напряжение воздушного зазора с его значением [Л. 6]:

$$U_p = \sqrt{2} (2,65 \cdot 10^{-2} p m + 0,55) 10^3, \quad (25)$$

где  $U_p$  — разрядное напряжение, В;  $p$  — давление в воздушном включении, Па;  $m$  — размер включения в направлении поля, м.

Из (25)

$$E = \frac{U_p}{m} = \left( 2,65 \cdot 10^{-2} p + \frac{0,55}{m} \right) \sqrt{2} \cdot 10^3. \quad (26)$$

Из (15), (3) и (26) получим выражение для определения значения истинного заряда:

$$q = \frac{2\pi\epsilon_2}{aA} \left[ 1 + \frac{abc}{2\epsilon_2} (\epsilon_1 - \epsilon_2) A \right] \left( 2,65 \cdot 10^{-2} p + \frac{0,55}{2a} \right) \sqrt{2} \cdot 10^3. \quad (27)$$

Для действующего значения напряжения на цилиндрических электродах, при котором начинается разряд во включении, из (3) и (26) получим:

$$U = \frac{E_0}{\sqrt{2}} r \ln \frac{R}{r_0} = \left[ 1 + \frac{abc}{2\epsilon_2} (\epsilon_1 - \epsilon_2) A \right] \times \times \left( 2,65 \cdot 10^{-2} p + \frac{0,55}{2a} \right) 10^3 r \ln \frac{R}{r_0}. \quad (28)$$

При плоских электродах в (28)  $r \ln \frac{R}{r_0}$  заменяется на  $d$ .

В таблице приводятся сравнительные данные измерения значений кажущихся зарядов от одиночных воздушных вклю-

чений и вычисленные значения тех же величин по приведенным формулам. Воздушные включения эллипсоидальной формы в образцах диэлектриков образовывались естественным образом при его прессовании при соответствующих температурах. Отбирались те образцы, которые содержали по одному включению. Размеры включений измерялись оптическим методом. Плоские образцы вместе с измерительной ячейкой помещались в трансформаторное масло. Цилиндрические образцы изготовлялись из кабеля с внутренним и наружным полупроводящими слоями. Давление воздуха во включениях высчитывалось по (28) по измеренному значению напряжения начала разрядов. Значения истинного и кажущегося зарядов высчитывались из (22) и (21) — (24).

Измерение кажущихся зарядов было выполнено на установке, собранной по мостовой схеме, с ослаблением паразитных сигналов не менее 40 дБ. Чувствительность установки 1 пКл. Полоса пропускания измерительной системы 30—300 кГц. Сопоставление расчетных и измеренных значений кажущихся зарядов по таблице дает хорошее совпадение, что подтверждает правильность предположений, положенных в основу расчета. В то же время использование известного выражения (24) приводит при  $2b < d$  к значению  $q$ , заниженному приблизительно в  $\epsilon_r$  раз. Использование приведенных формул вместе со статистическими данными по абсолютным значениям размеров включений, встречающихся в кабелях с пластмассовой изоляцией, поможет обоснованию установления чувствительности измерительной аппаратуры по обнаружению этих включений.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уайтхед С. Пробой твердых диэлектриков. М.—Л., Госэнергоиздат, 1957. 270 с.
2. Страттон Д. А. Теория электромагнетизма. М.—Л., Гостехиздат, 1948. 539 с.
3. Воздействие электрических разрядов на полимерные диэлектрики. Баку, изд-во «ЭЛИМ», 1975. 167 с. Авт.: М. А. Багиров и др.
4. Дмитриев А. В. Теория газового разряда в присутствии диэлектрического барьера. — «Изв. ЛЭТИ», 1962, № 47.
5. Методы расчета электростатических полей. М., «Высшая школа», 1963. 415 с. Авт.: Н. Н. Миролюбов и др.
6. Hall H. C., Russek R. M., Ignition and extinguishing of partial discharges at dielectrics voids. — «Proceed. Inst. El. Eng.», 1954, part 2, vol. 101, № 79, p. 47.

[2.6.1977]



# Электрическое поле двух изолированных цилиндрических проводников

Канд. техн. наук ЛАРИНА Э. Т., канд. физ.-мат. наук СЕМЕНЕНКО М. И.,

канд. техн. наук ПЕШКОВ И. Б.

Москва

Задача расчета электрического поля двух или более изолированных цилиндрических проводников весьма распространена в кабельной технике. В частности, авторам пришлось решить данную задачу в связи с анализом напряженностей электрического поля, возникающих в изоляции эмалированных проводов при их испытаниях.

Существующие способы испытания эмалированных проводов повышенным напряжением можно представить в виде моделей, приведенных на рис. 1. Нетрудно показать, что решение задачи расчета электрического поля, показанного на рис. 1, а, совпадает с решением задачи для случая на рис. 1, б.

Известно точное решение задачи о двух заряженных цилиндрах, находящихся в однородной среде, диэлектрическая проницаемость которой постоянна ( $\epsilon = \text{const}$ ).

Формула для потенциала в любой точке среды с координатами  $x$  и  $y$  имеет вид:

$$U(x, y) = \frac{q}{2} \ln \frac{\left[ x + \sqrt{\left(\frac{L}{2}\right)^2 - r^2} \right]^2 + y^2}{\left[ x - \sqrt{\left(\frac{L}{2}\right)^2 - r^2} \right]^2 + y^2}, \quad (1)$$

где

$$q = \frac{U_0}{\ln \frac{\frac{L}{2} - r + \sqrt{\left(\frac{L}{2}\right)^2 - r^2}}{\frac{L}{2} - r - \sqrt{\left(\frac{L}{2}\right)^2 - r^2}}}; \quad (2)$$

$U_0$  — потенциал цилиндрического проводника;  $L$  — расстояние между осями проводников;  $r$  — радиус проводников.

Следует отметить, что в задачах кабельной техники такие модели в чистом виде встречаются редко. Гораздо более распространенными являются случаи, модель которых показана на рис. 1.

Как известно [Л. 1 и 2], решение уравнения Лапласа для плоскости можно представить вещественной составляющей некоторой аналитической комплексной функции от комплексного переменного  $z$  или  $z^*$  ( $z$  и  $z^*$  — сопряженные комплексные переменные).

Для этих функций правомерна запись интеграла Коши для соответствующих областей, где  $\epsilon = \text{const}$ . Для рассматриваемого класса задач интегралы Коши были записаны для производных от комплексных функций, представляющих потенциалы поля в областях с  $\epsilon_1$  и  $\epsilon_2$ .

Например, если  $U_1(z_1)$  вещественной частью представляет потенциал кольцевого слоя изоляции правого проводника (рис. 2), то для  $\frac{\partial U_1}{\partial z_1}$  внутри этого кольца записывается интеграл Коши, из которого традиционным способом можем получить ряд Лорана. При этом легко доказать его сходимости и единственность представления полученного решения. Интегрируя полученный ряд Лорана, приходим к искомому представлению потенциала функциональным рядом.

Этим же методом получается представление комплексного потенциала для области с  $\epsilon_2$  также в виде функционального ряда.

Потенциал внутри изоляционного концентрического слоя будем представлять вещественной частью первообразной от ряда Лорана с центром в соответствующем проводнике. Для слоя диэлектрика с  $\epsilon_1$  правого проводника запишем (см. рис. 2):

$$U_1(z_1) = \sum_{k=1}^{\infty} A_k \left[ \left( \frac{z_1}{r} \right)^k - \left( \frac{r}{z_1} \right)^k \right] + U_0 + A_0 \ln \frac{z_1}{r}, \quad (3)$$

где  $z_1 = \rho_1 e^{i\varphi_1}$  и все коэффициенты  $A_k$  — вещественные.

Для слоя диэлектрика с  $\epsilon_1$  левого проводника в силу антисимметрии нашей задачи относительно оси ординат соответствующий ряд запишется следующим образом:

$$U_2(z_2) = - \sum_{k=1}^{\infty} A_k \left[ \left( -\frac{z_2^*}{2} \right)^k - \left( \frac{r}{-z_2^*} \right)^k \right] - U_0 - A_0 \ln \left( -\frac{z_2^*}{r} \right), \quad (4)$$

где  $z_2 = \rho_2 e^{i\varphi_2}$ ;  $z_2^*$  — комплексная величина, сопряженная  $z_2$ .

Вещественная часть выражения (3) соответственно и (4) является решением уравнения Лапласа для потенциала внутри слоя диэлектрика, удовлетворяющим граничным условиям при  $\rho_1 = \rho_2 = r$ . При  $\rho_1 = r$  и  $\rho_2 = r$  независимо от значений коэффициентов  $A_k$ , а также от  $\varphi$ , правые части  $\text{Re}[U_1(z_1)]$  и  $\text{Re}[U_2(z_2)]$  оказываются равными соответственно  $U_0$  и  $-U_0$ , т. е. автоматически удовлетворяется граничное условие на поверхности проводников.

Для правого проводника можно представить потенциал вблизи раздела слоев диэлектрика, т. е. для  $\epsilon_2$ , в виде ряда

$$U_{\text{ин}}(z_1) = \sum_{k=1}^{\infty} \left[ C_k \left( \frac{z_1}{r} \right)^k - D_k \left( \frac{r}{z_1} \right)^k \right] + D_0 + C_0 \ln \frac{z_1}{r}. \quad (5)$$

Граничные условия на поверхности раздела слоев диэлектрика можно записать следующим образом:

$$\text{Re}[U_1(z_1)] = \text{Re}[U_{\text{ин}}(z_1)] \text{ при } |z_1| = R.$$

Отсюда получаются соотношения для коэффициентов при любых  $k \neq 0$ :

$$A_k \left[ \left( \frac{R}{r} \right)^k - \left( \frac{r}{R} \right)^k \right] = C_k \left( \frac{R}{r} \right)^k - D_k \left( \frac{r}{R} \right)^k \quad (6)$$

и для  $k = 0$ :

$$D_0 + C_0 \ln \frac{R}{r} = U_0 + A_0 \ln \frac{R}{r}. \quad (7)$$

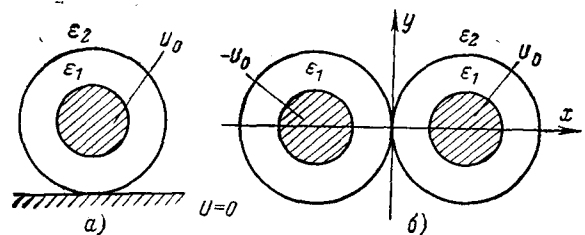


Рис. 1. Расчетная модель для анализа электрических полей при испытаниях эмалированных проводов.

а — методом наививания на металлический цилиндр; б — в скрутках.

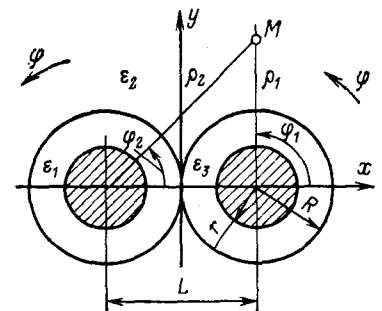


Рис. 2. К решению задачи об электрическом поле двух изолированных проводников.

Условие непрерывности вектора смещения на поверхности раздела диэлектриков дает:

$$\epsilon A_k \left[ \left( \frac{R}{r} \right)^k + \left( \frac{r}{R} \right)^k \right] = C_k \left( \frac{R}{r} \right)^k + D_k \left( \frac{r}{R} \right)^k; \quad (8)$$

$$C_0 = \epsilon A_0, \quad (9)$$

$$\text{где } \epsilon = \frac{\epsilon_1}{\epsilon_2}.$$

Решая совместно (6) и (8), можно получить соотношения между коэффициентами:

$$\left. \begin{aligned} C_k &= \frac{(\epsilon + 1) + (\epsilon - 1) \left( \frac{r}{R} \right)^{2k}}{2} A_k, \\ D_k &= \frac{(\epsilon - 1) + (\epsilon + 1) \left( \frac{r}{R} \right)^{2k}}{2 \left( \frac{r}{R} \right)^{2k}} A_k \end{aligned} \right\} k \neq 0 \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} C_0 &= \epsilon A_0, \\ D_0 &= U_0 - (\epsilon - 1) A_0 \ln \frac{R}{r} \end{aligned} \right\} k = 0. \quad (11)$$

Подставив (10) и (11) в (5), получим:

$$U_{\text{ин}}(z_1) = \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \mu_k A_k \left( \frac{z_1}{r} \right)^k - \eta_k A_k \left( \frac{r}{z_1} \right)^k \right] + \left[ U_0 - (\epsilon - 1) A_0 \ln \frac{R}{r} \right] + \epsilon A_0 \ln \frac{z_1}{r}, \quad (12)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \mu_k &= \frac{(\epsilon + 1) + (\epsilon - 1) \left( \frac{r}{R} \right)^{2k}}{2}; \\ \eta_k &= \frac{(\epsilon - 1) + (\epsilon + 1) \left( \frac{r}{R} \right)^{2k}}{2 \left( \frac{r}{R} \right)^{2k}}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Подобным образом можно записать значение потенциала снаружи для левого проводника.

Выражения типа (5) и (12), описывая потенциал в точках пространства вне изолированных проводников по отношению к центру правого и левого проводника, справедливы лишь для точек вблизи поверхности раздела.

Как упоминалось выше, решение для любых точек поля вне изолированных проводников можно единственным образом представить в виде ряда:

$$U_{\text{н}}(z) = \sum_{k=1}^{\infty} D_k^{(1)} \left( \frac{r}{z_1} \right)^k + \sum_{k=1}^{\infty} D_k^{(2)} \left( \frac{r}{z_2} \right)^k + \tilde{D}_0 + C_0^{(1)} \ln \frac{z_1}{r} + C_0^{(2)} \ln \frac{z_2}{r}, \quad (14)$$

т. е. за счет подбора коэффициентов в (14) можно удовлетворить краевым условиям на поверхностях раздела сред.

Для того чтобы  $U_{\text{н}}(\infty) = 0$ , необходимо  $C_0^{(1)} = -C_0^{(2)}$ .

Сопоставление (12) и (14) дает:

$$\left. \begin{aligned} D_k^{(1)} &= -\eta_k A_k \text{ при } k \neq 0; \\ C_0^{(1)} &= \epsilon A_0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Для левого проводника подобное сопоставление дает:

$$\left. \begin{aligned} D_k^{(2)} &= (-1)^k \eta_k A_k; \\ C_0^{(2)} &= -\epsilon A_0. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

На бесконечности  $U_{\text{н}}(z)$  должно обращаться в 0, что возможно, если  $\text{Re } D_0 = 0$  в (14).

После подстановки (15) и (16) в (14) и исключения  $z_2$  с учетом того, что  $z_2 = z_1 + L$  (см. рис. 2), получим:

$$U_{\text{н}}(z_1) = - \sum_{k=1}^{\infty} \eta_k A_k \left( \frac{r}{z_1} \right)^k + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \eta_k A_k \left( \frac{r}{L} \right)^k \times \frac{1}{\left( 1 + \frac{z_1}{L} \right)^k} + \tilde{D}_0 + \epsilon A_0 \ln z_1 - \epsilon A_0 \left[ \ln \left( 1 + \frac{z_1}{L} \right) + \ln L \right]. \quad (17)$$

Для точек, где  $\left| \frac{z_1}{L} \right| < 1$ , т. е. вблизи границы раздела, можем воспользоваться известным разложением: для  $|z| < 1$

$$\left. \begin{aligned} \ln(1+z) &= \sum_{q=1}^{\infty} (-1)^{q+1} \frac{z^q}{q}; \\ (1+z)^p &= 1 + \sum_{q=1}^{\infty} \left( \prod_{i=1}^q \frac{p-i+1}{i} \right) z^q. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Тогда ряд (17) можно преобразовать к виду, по форме совпадающему с рядом (12):

$$U_{\text{н}}(z_1) = \sum_{q=1}^{\infty} \left[ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+2} \left( \prod_{i=1}^q \frac{k+i-1}{i} \right) \eta_k A_k \left( \frac{r}{L} \right)^k - \frac{\epsilon A_0}{q} (-1)^{q+1} \left( \frac{r}{L} \right)^q \left( \frac{z_1}{r} \right)^q - \sum_{k=1}^{\infty} \eta_k A_k \left( \frac{r}{z_1} \right)^k + \epsilon A_0 \ln \frac{z_1}{r} + \left[ \epsilon A_0 \ln \frac{r}{L} + \tilde{D}_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \eta_k A_k \left( \frac{r}{L} \right)^k \right] \right]. \quad (19)$$

Поскольку (19) и (12) на правой поверхности раздела диэлектриков представляют потенциал одного и того же поля в силу единственности представления рядами, соответствующие коэффициенты обоих разложений должны совпадать в своих вещественных частях. Следовательно, полагая, что все  $A_k$  вещественные, получаем соотношение:

$$\mu_q A_q = \left( \frac{r}{L} \right)^q \left[ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+q} \left( \prod_{i=1}^q \frac{k+i-1}{i} \right) \times \eta_k A_k \left( \frac{r}{L} \right)^k - (-1)^{q+1} \frac{\epsilon A_0}{q} \right]. \quad (20)$$

Поделив обе части равенства на  $\mu_q A_0$ , получим:

$$\frac{A_q}{A_0} = \frac{(-1)^q}{\mu_q} \left( \frac{r}{L} \right)^q \left[ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \left( \prod_{i=1}^q \frac{k+i-1}{i} \right) \times \eta_k \left( \frac{A_k}{A_0} \right) \left( \frac{r}{L} \right)^k + \frac{\epsilon}{q} \right]. \quad (21)$$

Эта формула может быть положена в основу итерационного процесса для вычисления отношений  $A_q/A_0$  при  $q \neq 0$ . Действительно, исходный ряд (3) сходится, т. е.  $A_q/A_0 \rightarrow 0$  при  $q \rightarrow \infty$ . Поэтому, полагая в качестве первого приближения

$A_q/A_0=0$  при всех  $q$ , на первом шаге итерации вычисляем по формуле (21)  $A_1/A_0$ . Зная его, на втором шаге с его помощью по (21) вычисляем новые значения для  $A_1/A_0$  и  $A_2/A_0$  и т. д., до тех пор, пока с заданной точностью не будет вычислено необходимое количество отношений.

Сравним теперь вещественные части свободных членов разложений (12) и (19):

$$U_0 - (\epsilon - 1) A_0 \ln \frac{R}{r} = \epsilon A_0 \ln \frac{r}{L} + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \eta_k A_k \left( \frac{r}{L} \right)^k. \quad (22)$$

В выражении (22)  $U_0 = -\frac{Q}{C}$  ( $Q$  — заряд;  $C$  — емкость).

Заряд  $Q$  можно выразить через  $A_0$  после применения к (12) теоремы Гаусса:

$$Q = 2\pi\epsilon A_0. \quad (23)$$

После преобразований получим:

$$-\frac{2\pi\epsilon}{C} = -\ln \frac{R}{r} + \epsilon \ln \frac{R}{r} + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \eta_k \left( \frac{A_k}{A_0} \right) \left( \frac{r}{L} \right)^k. \quad (24)$$

Из (24) находим формулу для расчета емкости  $C$  через отношения  $\frac{A_k}{A_0}$ :

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{R}{r} - \epsilon \ln \frac{R}{r} - \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \eta_k \left( \frac{A_k}{A_0} \right) \left( \frac{r}{L} \right)^k}. \quad (25)$$

Зная емкость, из (23) находим:

$$A_0 = -\frac{CU_0}{2\pi\epsilon}, \quad (26)$$

а затем и сами коэффициенты  $A_k$ .

После этого можно рассчитывать поле в любой точке нашей задачи с помощью одной из формул (3), (4) или (17). Следует отметить, что полученные алгоритмы весьма эффективны, так как они позволяют реализовать решение задач на малых ЦВМ с достаточной точностью.

Для самых разнообразных размеров эмалированных проводов были проведены массовые сравнительные просчеты при  $\epsilon_1 = \epsilon_2$  по уравнению (1), а также по предлагаемому методу. Для различных точек полей расхождение результатов не превысило  $10^{-5}$ , что подтверждает правильность реализации на ЦВМ общего вычислительного алгоритма.

Кроме того, на БЭСМ-6 некоторые из задач с различными значениями  $\epsilon$  ( $\epsilon_1 \neq \epsilon_2$ ) были решены сеточным методом. Сравнение с результатами расчетов по формулам, приведенным в статье, показало, что расхождение нигде не превысило точности решения задачи методом сеток.

В заключение можно сказать, что данный подход к решению задач полей можно распространить также на группы изолированных проводников с произвольным расположением, а также на изолированные проводники различной формы сечений.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Абрамов К. К., Алексеева Л. П. Электрическое поле и параметры многопроводных кабелей с неоднородным диэлектриком. — «Труды ВНИИ КП», 1975, вып. 16, с. 15—24.
2. Свешников А. Г., Тихонов А. Н. Теория функций комплексной переменной. М., «Наука», 1974. 320 с.

[28.3.1977]

УДК 621.315.55.011.4.001.24

## Расчет емкости проводников, ограниченных несколькими сферическими поверхностями

НОССЕЛЬ Ю. Я.

Ленинград

Определение емкости проводников нерегулярной формы является одной из актуальных задач теоретической электротехники, точное решение которых возможно лишь в немногих простейших случаях. Поэтому рассмотрение каждого из них представляет существенный методический интерес.

К числу указанных случаев относится расчет емкости уединенных проводников, ограниченных несколькими (тремя и более) сферическими поверхностями. Некоторые задачи этого типа рассмотрены в работах [Л. 1 и 2], где получены формулы для емкости проводников, ограниченных тремя определенным образом пересекающимися сферами. В настоящей статье указаны точные формулы более общего вида, а также рассмотрены проводники, ограниченные четырьмя и шестью сферическими поверхностями.

Все рассмотренные задачи допускают единообразное решение по методу пространственной инверсии, согласно которому емкость любого уединенного проводника определяется формулой [Л. 3]:

$$C = 4\pi\epsilon R_0^2 V_0, \quad (1)$$

где  $R_0$  — радиус инверсии;  $V_0$  — потенциал, возбуждаемый в центре инверсии зарядами, индуцированными на заземленной инвертированной поверхности точечным зарядом, расположенным в центре инверсии и численно равным  $-4\pi\epsilon$ .

Таким образом, приводимые ниже расчеты сводятся к определению величины  $V_0$  при надлежаще выбранных центре и радиусе инверсии.

Рассмотрим уединенный проводник, ограниченный тремя сферическими поверхностями произвольных радиусов, две из

которых пересекаются с третьей под углом  $\pi/2$ , а между собой — под углом  $\pi/n$  ( $n=2, 3, \dots$ ) (рис. 1,а).

Выбирая за центр инверсии показанную на рис. 1,а точку  $A$  и принимая  $R_0=2a$ , получим инвертированную поверхность в виде, изображенном на рис. 1,б, где

$$\alpha = \arcsin \frac{\frac{b}{a} \sin \frac{\pi}{n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2 + 2\frac{b}{a} \cos \frac{\pi}{n}}};$$

$$\beta = \arcsin \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2 + 2\frac{b}{a} \cos \frac{\pi}{n}}};$$

$$r = \frac{2a}{bc} (\sqrt{a^2 b^2 + a^2 c^2 + b^2 c^2} - ab);$$

$$OM = \frac{2a^2}{b \sin \frac{\pi}{n}} \sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2 + 2\frac{b}{a} \cos \frac{\pi}{n}}.$$

Помещая в центре инверсии точечный заряд, численно равный  $-4\pi\epsilon$ , произведем его отражение относительно изображенной инвертированной поверхности. Тогда  $V_0$  определит-

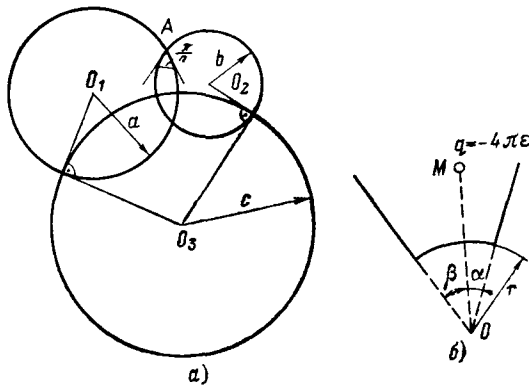


Рис. 1.

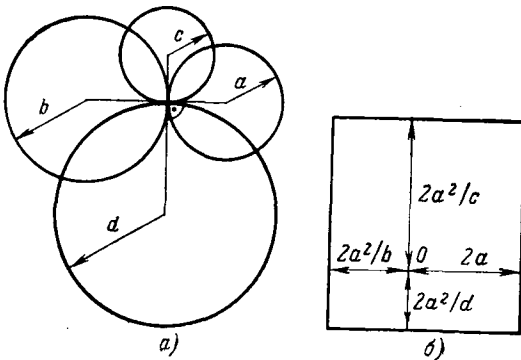


Рис. 2.

ся как потенциал создаваемый в точке  $O$  отраженными зарядами. Подставляя значение  $V_0$  в формулу (1), после несложных преобразований приходим к следующему выражению для емкости рассматриваемого проводника:

$$\begin{aligned} \frac{C}{4\pi\epsilon a} = & \frac{\frac{b}{a} \sin \frac{\pi}{n}}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2 + 2 \frac{b}{a} \cos \frac{\pi}{n}}} \left\{ \sum_{m=1}^n \operatorname{cosec} [m\alpha + \right. \\ & \left. + (m-1)\beta] - \sum_{m=1}^{n-1} \operatorname{cosec} \left( \frac{m\pi}{n} \right) \right\} + \frac{c}{a} \sin \frac{\pi}{n} \times \\ & \times \left\{ \sum_{m=0}^{n-1} \frac{1}{\sqrt{\sin^2 \frac{\pi}{n} + \left(\frac{c}{b}\right)^2 \left[ 1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2 + 2 \frac{b}{a} \cos \frac{\pi}{n} \right] \sin^2 \frac{m\pi}{n}}} - \right. \\ & \left. - \sum_{m=1}^n \frac{1}{\sqrt{\sin^2 \frac{\pi}{n} + \left(\frac{c}{a}\right)^2 \left[ 1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2 + 2 \frac{b}{a} \cos \frac{\pi}{n} \right] \sin^2 \frac{m\pi}{n}}} \right\} \times \\ & \times \sin^2 [m\alpha + (m-1)\beta] \}. \end{aligned} \quad (2)$$

В частном случае, при  $n=2$ , это выражение принимает вид

$$\begin{aligned} \frac{C}{4\pi\epsilon} = & a + b + c - \frac{ab}{\sqrt{a^2 + b^2}} - \frac{bc}{\sqrt{b^2 + c^2}} - \\ & - \frac{ac}{\sqrt{a^2 + c^2}} + \frac{abc}{\sqrt{a^2 b^2 + a^2 c^2 + b^2 c^2}}, \end{aligned} \quad (3)$$

Номер п/п.	$n$	$\frac{\pi}{n}$	Расчетные формулы для определения $\frac{C}{4\pi\epsilon a}$
1	2	$90^\circ$	$2 - \frac{\sqrt{2}}{2} + \frac{b}{a} \left[ 1 - 2 \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2}} + \frac{1}{\sqrt{1 + 2\left(\frac{b}{a}\right)^2}} \right]$
2	3	$60^\circ$	$\frac{5}{2} - 2 \frac{\sqrt{3}}{3} + \frac{b}{a} \left[ 1 - \frac{2}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2}} + \frac{2}{\sqrt{1 + 3\left(\frac{b}{a}\right)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + 4\left(\frac{b}{a}\right)^2}} \right]$
3	4	$45^\circ$	$\frac{4\sqrt{2} - 2\sqrt{4 - 2\sqrt{2}} + \sqrt{2 - \sqrt{2}}}{2} + \frac{b}{a} \left[ 1 - \frac{2}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2}} + \frac{2}{\sqrt{1 + (2 + \sqrt{2})\left(\frac{b}{a}\right)^2}} - \right.$ $\left. - \frac{2}{\sqrt{1 + (3 + 2\sqrt{2})\left(\frac{b}{a}\right)^2}} + \frac{1}{\sqrt{1 + 2(2 + \sqrt{2})\left(\frac{b}{a}\right)^2}} \right]$
4	6	$30^\circ$	$2 \left[ 1 + \sqrt{2 - \sqrt{3}} \left( \frac{\sqrt{2}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{3} + \sqrt{2 - \sqrt{3}} - \frac{5}{4} \right) \right] + \frac{b}{a} \left\{ 1 - \frac{2}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{a}\right)^2}} + \right.$ $\left. + \frac{2}{\sqrt{1 + (2 + \sqrt{3})\left(\frac{b}{a}\right)^2}} - \frac{2}{\sqrt{1 + 2(2 + \sqrt{3})\left(\frac{b}{a}\right)^2}} + \frac{2}{\sqrt{1 + 3(2 + \sqrt{3})\left(\frac{b}{a}\right)^2}} - \right.$ $\left. - \frac{2}{\sqrt{1 + [(2 + \sqrt{3})\left(\frac{b}{a}\right)]^2}} + \frac{1}{\sqrt{1 + 4(2 + \sqrt{3})\left(\frac{b}{a}\right)^2}} \right\}$

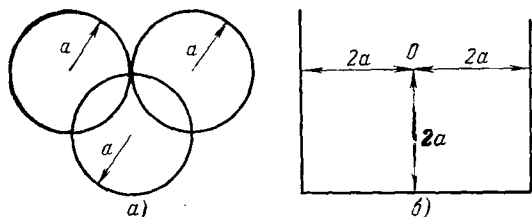


Рис. 3.

т. е. совпадает с формулой, полученной в [Л. 2] другим методом.

В другом частном случае, при  $a=b$ ,

$$\frac{C}{4\pi\epsilon a} = \sin \frac{\pi}{2n} \left[ \sum_{m=1}^{2n-1} \frac{(-1)^{m+1}}{\sin \frac{m\pi}{2n}} + \frac{c}{a} \sum_{m=0}^{2n-1} \times \right. \\ \left. \times \frac{(-1)^{m+1}}{\sqrt{\sin^2 \frac{\pi}{2n} + \left(\frac{c}{a}\right) \sin^2 \frac{m\pi}{2n}}} \right]. \quad (4)$$

Следующие отсюда расчетные формулы для емкости проводников рассматриваемого вида при некоторых конкретных значениях  $n$  приведены в таблице, причем формула (2) совпадает с результатом, приведенным в [Л. 1].

Рассмотрим теперь уединенный проводник, поверхность которого образована четырьмя попарно касающимися сферами произвольного радиуса, пересекающимися под прямым углом (сечение этого проводника плоскостью, проходящей через центры сфер, представлено на рис. 2,а).

Вновь пользуясь методом пространственной инверсии, примем за центр инверсии общую точку всех четырех сфер, а за радиус инверсии — диаметр одной из них ( $2a$ ). Тогда инвертированная поверхность образуется пересечением четырех взаимно перпендикулярных плоскостей (рис. 2,б). Приняв далее потенциал инвертированной поверхности равным нулю, как и в предыдущем случае, поместим в центре инверсии (точка  $O$  на рис. 2,б) точечный заряд, численно равный  $-4\pi\epsilon$ , и используем для определения потенциала  $V_0$  метод зеркальных отражений. Тогда значение  $V_0$ , входящее в формулу (1), определится как потенциал, создаваемый в точке  $O$  всеми отраженными зарядами, и может быть представлен следующей общей формулой<sup>1</sup>:

$$V_0 = \frac{1}{a} \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{f_{n1}} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{f_{n2}} + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+1}}{f_{m1}} + \right. \\ \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+1}}{f_{m2}} + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n+1}}{\sqrt{f_{n1}^2 + f_{m1}^2}} + \right. \\ \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n+1}}{\sqrt{f_{n1}^2 + f_{m2}^2}} + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n+1}}{\sqrt{f_{n2}^2 + f_{m1}^2}} + \right. \\ \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n+1}}{\sqrt{f_{n2}^2 + f_{m2}^2}} \right\}, \quad (5)$$

<sup>1</sup> Приведенная формула получена путем последовательного отражения заряда, расположенного в точке  $O$ , относительно каждой из двух пар изображенных параллельных плоскостей. Особенность ее получения связана с тем, что при эквипотенциальности отражающих поверхностей ряды, входящие в выражение для потенциала, теряют абсолютную сходимость и не допускают перестановки слагаемых, используемой в известных общих выражениях для потенциала точечного заряда в трехслойной среде (см., например, [Л. 4]). Поэтому в приведенной формуле использовано последовательное суммирование полей отраженных зарядов.

где

$$f_{n1} = \left[ 2 + \left( \frac{a}{b} + 1 \right) (n-1) \right] [1 - (-1)^n] + \\ + \left( \frac{a}{b} + 1 \right) n [1 + (-1)^n]; \\ f_{n2} = \left[ 2 \frac{a}{b} + \left( \frac{a}{b} + 1 \right) (n-1) \right] [1 - (-1)^n] + \\ + \left( \frac{a}{b} + 1 \right) n [1 + (-1)^n]; \\ f_{m1} = \left[ 2 \frac{a}{c} + \left( \frac{a}{c} + \frac{a}{d} \right) (m-1) \right] [1 - (-1)^m] + \\ + \left( \frac{a}{c} + \frac{a}{d} \right) m [1 + (-1)^m]; \\ f_{m2} = \left[ 2 \frac{a}{d} + \left( \frac{a}{c} + \frac{a}{d} \right) (m-1) \right] [1 - (-1)^m] + \\ + \left( \frac{a}{c} + \frac{a}{d} \right) m [1 + (-1)^m].$$

В частном случае при одинаковых радиусах сфер это выражение существенно упрощается и принимает вид:

$$V_0 = \frac{1}{a} \left[ \ln 2 - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n}}{\sqrt{m^2 + n^2}} \right]. \quad (6)$$

Ряд, входящий в приведенную формулу, может быть про- суммирован с помощью результатов [Л. 5], откуда следует, что

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n}}{\sqrt{m^2 + n^2}} \approx 0,2892597.$$

Тогда значение  $V_0$ , определяемое формулой (6), оказы- вается равным:

$$V_0 \approx \frac{1}{a} \cdot 0,4038865.$$

В другом частном случае, когда радиус одной из рассма- триваемых сфер равен нулю, а радиусы трех остальных сфер одинаковы и равны  $a$  (рис. 3,а), инвертированная поверхность принимает вид, изображенный на рис. 3,б.

При этом потенциал  $V_0$  определяется формулой:

$$V_0 = \frac{1}{2a} \left[ \frac{1}{2} + \ln 2 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{\sqrt{n^2 + 1}} \right]. \quad (7)$$

Численное суммирование ряда, входящего в формулу (7), с помощью ЦВМ БЭСМ-6 дает<sup>2</sup>:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{\sqrt{n^2 + 1}} \approx 0,4409177.$$

<sup>2</sup> Для улучшения сходимости этого ряда он был предвари- тельно представлен в виде

$$\sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{\sqrt{n^2 + 1}} = \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \left[ \frac{1}{\sqrt{n^2 + 1}} - \frac{1}{n} \right] + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{n} = \ln 2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{n \sqrt{n^2 + 1} (n + \sqrt{n^2 + 1})}.$$

Члены последнего ряда убывают как  $\frac{1}{n^2}$ , т. е. значительно

быстрее, чем для исходного. Поэтому произведенное на ЦВМ суммирование 100 членов последнего ряда дает интересующую нас сумму с абсолютной погрешностью не более  $0,5 \cdot 10^{-8}$ .

Тогда

$$V_0 \approx \frac{1}{2a} \cdot 0,7522295.$$

Подстановка принятых значений  $R_0$  и найденных значений  $V_0$  в формулу (1) приводит к следующему выражению для емкости проводников рассматриваемого типа:

$$\frac{C}{4\pi\epsilon a} = 4aV_0, \quad (8)$$

где  $V_0$  определяется формулой (5), (6) или (7) в соответствии с рассмотренными ранее случаями.

Используя найденные численные значения величин, определяемых формулами (6) и (7), получаем, что для проводника, изображенного на рис. 2, а, при одинаковых радиусах сфер

$\frac{C}{4\pi\epsilon a} \approx 1,6155460$ , а для проводника, изображенного на рис.

3, а,  $\frac{C}{4\pi\epsilon a} \approx 1,5044590$ .

Произведем теперь расчет емкости проводника, ограниченного шестью попарно касающимися сферами, проходящими через одну точку и пересекающимися под прямым углом (центры этих сфер расположены на осях прямоугольной системы координат с началом в общей точке сфер).

Пользуясь тем же методом, что и в предыдущем случае, можно получить выражение для емкости такого проводника при произвольном соотношении радиусов ограничивающих его сфер. Однако при этом выражение для входящего в (1) значения  $V_0$ , которое может быть построено таким же путем, как и формула (5), оказывается весьма громоздким. Поэтому ограничимся случаем, когда радиусы всех рассматриваемых сфер одинаковы.

Тогда инвертированная поверхность примет форму куба, заряд  $-4\pi\epsilon$  должен быть размещен в точке пересечения его диагоналей, а  $V_0$  есть потенциал, создаваемый в этой точке всеми отраженными зарядами.

Полученное таким образом выражение для  $V_0$  имеет вид

$$V_0 = \frac{1}{a} \left[ \frac{3}{2} \ln 2 - 3 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n}}{\sqrt{m^2 + n^2}} - \right.$$

$$\left. - 2 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n+p}}{\sqrt{m^2 + n^2 + p^2}} \right]. \quad (9)$$

Подстановка полученного выражения в (1) приводит к следующей формуле:

$$\frac{C}{4\pi\epsilon a} = 6 \ln 2 - 12 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n}}{\sqrt{m^2 + n^2}} - 8 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n+p}}{\sqrt{m^2 + n^2 + p^2}}. \quad (10)$$

Вычисление последней суммы в правой части этого выражения дает:

$$\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^{m+n+p}}{\sqrt{m^2 + n^2 + p^2}} \approx -0,1293.$$

Тогда с учетом приведенного выше значения суммы двойного ряда, входящего в (10), получим, что для рассматриваемого проводника

$$\frac{C}{4\pi\epsilon a} \approx 1,7067.$$

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Смайт В. Электростатика и электродинамика. М., Изд-во иностр. лит., 1954.
2. Иоссель Ю. Я. Электростатическое поле и емкость проводника, ограниченного тремя ортогонально пересекающимися сферами. — «Электричество», 1975, № 9, с. 89—90.
3. Иоссель Ю. Я., Кочанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. М., «Энергия», 1969.
4. Краев А. П. Основы геоэлектроники. М., ГИТТЛ, 1951.
5. Zucker E., Robertson M. — «J. of Physics, Sec. A, Mathematical and General», 1975, vol. 8, No 6, p. 874.

[1.12.1976]

УДК 621.372.8

## Импульсные характеристики электромагнитных экранов

Доктор техн. наук ЛЮБОМУДРОВ А. А.

Москва

Методы расчета электромагнитных экранов в гармонических полях хорошо известны. Однако соотношения, выведенные для коэффициентов экранирования гармонического поля, непосредственно не могут быть использованы при определении импульсных полей внутри экранов и наведенных э. д. с. Особенно это касается задач, связанных с расчетом проникновения в экраны однократно или редко повторяющихся импульсов поля. Коэффициент экранирования, определенный как отношение пиковых значений напряженностей полей внутри экрана и в отсутствие экрана, не является достаточно полной характеристикой импульсного поля в экране, так как не несет информации о форме импульса. Для нахождения импульсного поля в экране необходимо знать импульсную характеристику экрана.

Таким образом, решение вопроса о проникновении импульса электромагнитного поля в экран требует специального рассмотрения. Этому вопросу были посвящены работы ряда авторов, которые исследовали частные случаи экранирования импульсного поля герметичными экранами простых геометрических форм. Так, например, классическими методами электродинамики было исследовано проникновение импульсного электромагнитного поля в полости сферического и цилиндрического экранов [Л. 1—3]. Экранирование импульсного поля гауссовской формы проводящими оболочками простых геометрических форм было рассмотрено в работе [Л. 4], где использова-

лось спектральное разложение импульса и решались уравнения электромагнитного поля для гармоник в квазистационарном приближении.

Решение задачи экранирования строгими методами классической электродинамики является достаточно громоздким, особенно в случаях экранов сложных геометрических форм. Значительно более удобными оказываются методы теории электрических цепей, позволяющие сравнительно просто получить импульсную характеристику экрана. Процесс экранирования поля в этом случае рассматривается как прохождение сигнала через четырехполюсник (рис. 1), эквивалентный экранирующей оболочке с учетом ее формы. Для гармонических полей такой метод впервые был применен в работе [Л. 5].

На рис. 1 сопротивления  $\tilde{Z}_1$ ,  $\tilde{Z}_2$ ,  $\tilde{Z}_3$  составляют П-образный четырехполюсник, который учитывает экранирование поглощения. Составляя уравнения распространения электромагнитной волны в проводящей оболочке с уравнением П-образного четырехполюсника, можно получить:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{Z}_1 = \tilde{Z}_3 = \tilde{Z}_0 \frac{\operatorname{sh} \gamma d}{\operatorname{ch} \gamma d - 1}; \\ \tilde{Z}_2 = \tilde{Z}_0 \operatorname{sh} \gamma d, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

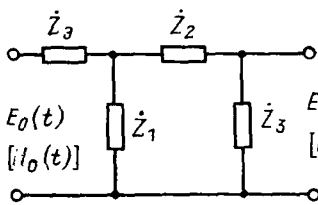


Рис. 1. Эквивалентная схема экрана.

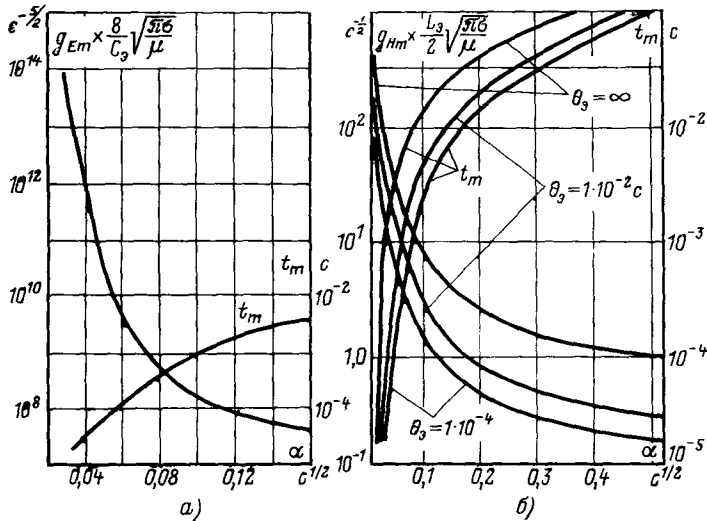


Рис. 2. Зависимость амплитуды и времени нарастания  $g_E(t)$  (а) и  $g_H(t)$  (б) от приведенной толщины оболочки экрана.

где  $\gamma = \sqrt{\omega \mu_0 \sigma}$  — постоянная распространения;  $Z_0 = \sqrt{j \frac{\omega \mu_0}{\sigma}}$  — волновое сопротивление металла оболочки;  $d$  — толщина оболочки.

Сопротивление  $Z_0$  определяется структурой помехонесущего поля, геометрической формой экрана, его размерами и учитывает экранирование отражения. В случаях, когда размеры экранов гораздо меньше длин волн колебаний, сопротивление  $Z_0$  имеет реактивный характер: для электрического поля оно является емкостным, для магнитного поля — индуктивным. Значения эквивалентных емкости  $C_0$  и индуктивности  $L_0$  для экранов различных геометрических форм могут быть найдены решением соответствующих электростатической и магнитостатической задач, как, например, это сделано в [Л. 6]. В частности, для параллелепипеда с ребрами  $a, b, c$ , когда напряженность магнитного поля направлена параллельно ребру  $a$ , а напряженность электрического поля — параллельно ребру  $b$ ,

$$L_0 = \mu_0 \frac{bc}{a}, \quad C_0 = \epsilon_0 b.$$

Эквивалентная индуктивность прямого цилиндра радиусом  $a$  и высотой  $l$  независимо от направления магнитного поля равна:  $L_0 = \mu_0 a/2$ , а эквивалентная емкость для электрического поля:  $C_0 = \epsilon_0 l$  в случае, когда поле параллельно образующей, и  $C_0 = 2\epsilon_0 a$ , когда поле перпендикулярно ей. Для сферического экрана радиусом  $a$

$$L_0 = \frac{\mu_0 a}{3}, \quad C_0 = \frac{3}{2} \epsilon_0 a$$

( $\mu_0, \epsilon_0$  — магнитная и диэлектрическая проницаемости окружающего экран пространства).

Запись коэффициента передачи четырехполюсника в операторном представлении позволяет получить изображение по Лапласу импульсной характеристики экрана:

$$g(t) = \frac{1}{1 + \frac{Z_0(p) [Z_1(p) + Z_2(p) + Z_3(p)]}{Z_1(p) [Z_2(p) + Z_3(p)]}} \frac{1}{1 + \frac{Z_2(p)}{Z_3(p)}}.$$

(2)

Для электрического поля  $Z_0(p) = \frac{1}{pC_0}$  и

$$g_E(t) = \frac{1}{\text{ch } \alpha \sqrt{p}} \frac{1}{1 + \frac{1}{C_0} \sqrt{\frac{\sigma}{\mu}} \frac{1}{p^{3/2}} \text{th } \alpha \sqrt{p}}, \quad (3)$$

где  $\alpha = \sqrt{\mu \sigma d}$  назовем приведенной толщиной экранирующей оболочки.

Учитывая, что в диапазоне частот, соответствующих принятому условию квазистационарности, емкостное сопротивление  $Z_0$  гораздо больше поверхностного сопротивления оболочки,

$$g_E(t) = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \frac{C_0 p^{3/2}}{\text{sh } \alpha \sqrt{p}}.$$

Переходя к оригиналу, получим импульсную характеристику экрана для электрического поля:

$$g_E(t) = \frac{C_0}{8} \sqrt{\frac{\mu}{\pi \sigma}} \frac{1}{t^{3/2}} \sum_{n=1}^{\infty} [(2n-1)^4 \alpha^4 - 12(2n-1)^2 \alpha^2 t + 12t^2] \exp \left[ -\frac{(2n-1)^2 \alpha^2}{4t} \right]. \quad (4)$$

Для магнитного поля  $Z_0(p) = pL_0$  и на основании (2) имеем:

$$g_H(t) = \frac{1}{\text{ch } \alpha \sqrt{p}} \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\sigma}{\mu}} L_0 \sqrt{p} \text{th } \alpha \sqrt{p}}. \quad (5)$$

Если преобладающая часть спектра импульсного магнитного поля лежит в области высоких частот при сохранении условия квазистационарности так, что  $\omega \gg \frac{1}{\alpha^2} > \frac{\alpha^2}{\theta_3^2}$ , где  $\theta_3 = L_0 \sigma d$ , то импульсная характеристика может быть получена в виде

$$g_H(t) = \frac{2\alpha}{\theta_3 \sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-\frac{(2n-1)^2 \alpha^2}{4t}}}{\sqrt{t}}. \quad (6)$$

На рис. 2,а показаны кривые зависимостей максимального значения  $g_E(t)$  и времени его достижения  $t_m$  от приведенной толщины оболочки экрана. Аналогичные зависимости для импульсной характеристики экрана в магнитном поле приведены на рис. 2,б. На рис. 3 приведены импульсные характеристики  $g_H(t)$  для различных постоянных времени  $\theta_3$  при  $\alpha = 3 \cdot 10^{-3} \text{ c}^{1/2}$ .

Сравнение импульсных характеристик и оценка импульсных полей внутри герметичных экранирующих оболочек показывают, что квазистационарное электрическое поле ослабляется экраном во много раз сильнее, чем магнитное поле. В ряде случаев может оказаться, что проникшее в экран внешнее электрическое поле будет гораздо меньше электрического поля, индуцированного в экране проникающим в него магнитным полем. Это индуцированное электрическое поле  $E_H(t)$  обусловлено протекающими в оболочке вихревыми токами.

На внутренней поверхности оболочки вектор напряженности индуцированного электрического поля связан с вектором напряженности магнитного поля соотношением

$$\vec{E}_i(t) = Z_0 [\vec{H}_i, \vec{n}^0], \quad (7)$$

где  $\vec{n}^0$  — единичный вектор нормали к ее внутренней

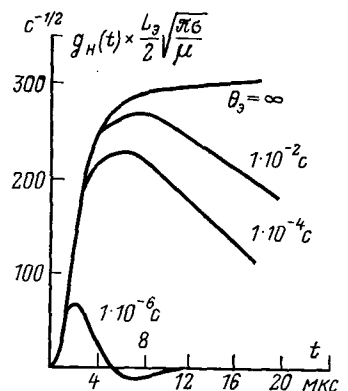


Рис. 3. Импульсные характеристики экрана в магнитном поле.



поверхности;  $Z_s$  — поверхностное сопротивление оболочки:

$$Z_s = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} \operatorname{cth} \gamma d.$$

В операторной форме соотношение (7) с учетом (5) записывается в виде

$$E_i^{(H)}(p) = Z_s(p) H_i(p) = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \frac{V\bar{p}}{\operatorname{sh} \alpha \sqrt{p}} \times \\ \times \frac{H_0(p)}{1 + \sqrt{\frac{\sigma}{\mu}} L_3 \sqrt{p} \operatorname{th} \alpha \sqrt{p}}.$$

Следовательно, импульсная характеристика экрана для электрического поля, индуцированного магнитным полем, является оригиналом изображения:

$$g_E^{(H)}(t) = \sqrt{\frac{\mu}{\sigma}} \frac{V\bar{p}}{\operatorname{sh} \alpha \sqrt{p}} \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\sigma}{\mu}} L_3 \sqrt{p} \operatorname{th} \alpha \sqrt{p}}. \quad (8)$$

В случае, когда поверхностный эффект резко выражен и частоты, несущие преобладающую часть энергии импульса, удовлетворяют условию  $\omega \gg 1/\alpha^2$ , можно считать, что значение индуктивного сопротивления экрана  $\omega L_3$  гораздо больше волнового сопротивления металла оболочки. Тогда можно получить:

$$g_E^{(H)}(t) = \frac{\alpha\mu}{V\pi\sigma L_3} \frac{1}{t^{3/2}} e^{-\frac{\alpha^2}{4t}}. \quad (9)$$

Сравним электрическое поле, возникающее в экране в результате проникновения внешнего помехонесущего поля, с электрическим полем, индуцированным магнитным помехонесущим полем. При этом будем считать, что  $E_0(t) = \rho H_0(t) = A_{\text{н}} \delta(t)$  ( $\rho$  — характеристическое сопротивление среды распространения).

Тогда максимальные значения напряженностей электрических полей в экране будут:

$$E_{mi} = A_{\text{н}} g_{Em} = \frac{2,3 \cdot 10^3 A_{\text{н}} C_3}{8\alpha^5} \sqrt{\frac{\mu}{\pi\sigma}}; \\ E_{mi}^{(H)} = \frac{A_{\text{н}} g_{Em}^{(H)}}{\rho} = \frac{3,3 A_{\text{н}} \mu}{V\pi\alpha^2 \sigma L_3}.$$

Отношение напряженностей полей

$$\frac{E_{mi}}{E_{mi}^{(H)}} = \frac{87\rho L_3 C_3}{\sigma\mu^2 d^3}. \quad (10)$$

Для алюминиевой сферической оболочки радиусом  $a = 1$  м, толщиной  $d = 1$  мм при  $\rho = 120 \pi$  Ом напряженность проникающего внутрь помехонесущего поля оказывается всего лишь в 3 раза больше напряженности электрического поля, индуцированного магнитным полем. Отношение (10) сильно зависит от толщины оболочки, и для  $d = 5$  мм  $E_{mi}^{(H)}$  оказывается уже больше  $E_{mi}$  в 40 раз.

Экранирование импульсного поля было исследовано экспериментально, и проведено сравнение полученных экспериментальных данных с результатами, полученными расчетным путем с помощью импульсных характеристик. Поскольку магнитное поле проникает в экраны намного сильнее электрического и создает вследствие этого главную помеху, оно было выбрано в качестве воздействующего. Для генерирования импульсного магнитного поля использовался разряд батареи конденсаторов емкостью 720 мкФ, заряженной до 15 кВ. Импульс разрядного тока протекал через стальную трубу, согнутую в виде прямоугольной рамки, которая и являлась источником помехонесущего импульсного магнитного поля.

Помехонесущее поле и поле внутри экранов регистрировалось индукционным датчиком, представляющим собой катушку индуктивности, нагруженную на активное сопротивление  $R_n = 12$  Ом. Индуктивность датчика составляла  $L_d = 57$  мГ, собственное сопротивление  $r_d = 29$  Ом. Период собственных колебаний применяемой измерительной схемы и ее

коэффициент демпфирования удовлетворяли условию, определяющему исключение влияния переходных процессов в схеме на точность воспроизведения формы импульса поля [Л. 7]. Напряжение на нагрузке датчика регистрировалось осциллографом. Это напряжение, характеризующее помехонесущее поле, описывалось зависимостью

$$u(t) = U_{\text{max}} e^{-\beta t} \sin \omega_0 t, \quad (11)$$

где  $U_{\text{max}} = 79$  В;  $\beta = 3,8 \cdot 10^3$  1/с;  $\omega_0 = 8,6 \cdot 10^3$  1/с.

Длительность импульса не превышает 1 мс, поэтому для основной части спектра импульса  $\omega L_d \gg R_n + r_d$  и напряжение на нагрузке связано с напряженностью магнитного поля соотношением

$$u(t) = \omega S_{\mu_0} \frac{R_n}{L_d} H(t), \quad (12)$$

где  $\omega S$  — потокосцепление катушки индуктивности.

Максимальная погрешность в определении напряженности магнитного поля по (12) равна [Л. 7]:

$$\delta = 0,5 \left( \frac{R_n + r_d}{\omega L_d} \right)^2.$$

Если через  $\hat{S}_{H_0}(j\omega)$  обозначить спектральную плотность помехонесущего поля, то спектральная плотность сигнала ошибки, вносимой измерительной цепью, будет:

$$\hat{S}_\delta(j\omega) = 0,5 \left( \frac{R_n + r_d}{\omega L_d} \right)^2 \hat{S}_{H_0}(j\omega). \quad (13)$$

Принимая зависимость  $H_0(t)$  вида (11), находя  $\hat{S}_{H_0}(j\omega)$  и подставляя в (13), после обратного преобразования Фурье можно получить сигнал ошибки:

$$H_\delta(t) = 0,5 H_{0\text{max}} \left[ \frac{R_n + r_d}{L_d(\beta^2 + \omega_0^2)} \right]^2 \{ e^{-\beta t} [(\omega_0^2 - \beta^2) \times \\ \times \sin \omega_0 t - 2\beta\omega_0 \cos \omega_0 t + 2\beta\omega_0] - \omega_0 t (\beta^2 + \omega_0^2) \}. \quad (14)$$

Подстановка в (14) параметров измерительной схемы и формы импульса дает:

$$\frac{H_\delta(t)}{H_{0\text{max}}} < 4,1 \cdot 10^{-3} + 2,5 \cdot 10^4 t.$$

Таким образом, с точностью, определяемой написанным выше неравенством, формула (12) определяет магнитное поле по результатам регистрации  $u(t)$ , и для используемого индукционного датчика

$$H(t) = 3,5 \cdot 10^2 u(t), \quad (15)$$

где напряженность магнитного поля в амперах на метр, напряжение в вольтах.

В качестве исследуемых использовались герметичные цилиндрические экраны из сплава АМГ-6 и стали. Толщина оболочки экранов  $d = 0,75$  мм, длина 1 м, диаметр 0,3 м. Экраны располагались таким образом, что вектор напряженности магнитного поля был направлен вдоль оси цилиндра. Сравнение полученных осциллограмм с зависимостями  $H_i(t)$ , рассчитанными по формуле для низкочастотного магнитного поля, показало совпадение форм импульсов. Для экрана с оболочкой из АМГ-6 — это однополярный импульс, для стального экрана — биполярный. Длительности первых квазиполупериодов поля в экране больше длительности помехонесущего импульса.

Экран	Значение напряженности магнитного поля и длительности первых квазиполупериодов при помехонесущем поле $H_{0\text{max}} = 15$ кА/м, $t_0 = 0,37$ мс	
	$H_{i\text{max}}$ , кА/м	$t_0$ , мс
Из сплава АМГ-6	3,2	0,65
	3,9	0,57
Из стали	8,0	0,55
	10,0	0,54

Примечание. В числителе — расчетные значения, в знаменателе — опытные.

## Уважаемый читатель!

В 1978 г. распространение узкоспециальной литературы издательства «Энергия» для индивидуальных покупателей производится, как и в 1976—1977 гг. через магазин № 170 Москниги.

С аннотациями книг можно ознакомиться в плане выпуска литературы на 1978 г., который имеется во всех книжных магазинах, распространяющих научно-техническую литературу.

Индивидуальные заказы на книги по второй части плана выпуска литературы на 1978 г. магазин № 170 «Книга—почтой» принимает до 15 февраля 1978 г. Просим своевременно оформить заказ. Выполнение заказов, поступивших после этого срока, не гарантируется.

Адрес магазина: Москва, 121096, ул. Василисы Кожиной, 10. Магазин № 170 «Книга—почтой».

Заказ оформляется на почтовой открытке, где указывается номер по плану, автор, название книги (или книг, если заказывается несколько названий), необходимое количество экземпляров, адрес, по которому должна быть отправлена литература.

Книги будут высылаться по мере выхода из печати наложенным платежом.

Сообщаем, что книга В. П. Троицкого «Безнапорные аэрированные водные потоки», объявленная в плане 1977 г. № 248, издаваться не будет.

Заказанные и не полученные книги по плану выпуска литературы на 1977 г. будут рассылаться по мере выхода их из печати в течение первого полугодия 1978 г.

## Узкоспециальные издания, распространяемые по индивидуальным заказам из тематического плана 1978 года

(номера даны по плану)

### Общие вопросы энергетики

- № 142. Романов Н. Н., Попова Н. С. Финансы и повышение эффективности энергетического производства. 9 л. с ил. 45 к.

### Теплотехника и теплоэнергетика

- № 143. Кузнецов Д. Т. Энергохимическое использование горючих сланцев. (Технико-экономические аспекты). 15 л. с ил. 90 к.  
№ 144. Паротурбинные установки атомных электростанций.

Под ред. Ю. Ф. Косяка. 4 л. с ил. 2 р. 60 к. (Книга была объявлена в плане 1976 г. Индивидуальные заказы, поступившие ранее, т. е. в 1976 г., действительны, заказанные книги будут высланы в течение 1978 г.)

### Библиотека тепломонтажника

- № 145. Готлиб Е. А. Электросварщик оборудования атомных электростанций. 5,5 л. с ил. 119 к.  
№ 146. Новиков Ю. Н. Наплавочные работы при ремонте оборудования тепловых электростанций. 5,5 л. с ил. 49 к.

В таблице приведены расчетные и опытные амплитудные значения напряженностей магнитного поля в экранах и длительности первых квазиполупериодов. Согласно расчетных и опытных данных хорошее. Расхождение обусловлено погрешностью регистрации импульсного магнитного поля, максимальное значение которой составляло 25%.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коленский Л. Л., Медведев Ю. А., Степанов Б. М. К оценке экранирующих свойств сферического экрана. — «Измерительная техника», 1971, № 3.
2. Коленский Л. Л., Медведев Ю. А. К вопросу о цилиндрическом экране в поле плоской волны. — «Радиофизика», 1972, т. XV, № 8.
8. Экранирующие свойства металлической оболочки по отношению к импульсному магнитному полю. — «Измеритель-

ная техника», 1971, № 8. Авт.: Л. Л. Коленский, Ю. А. Медведев, Н. А. Никольская, Б. М. Степанов.

4. Harrison Ch. W. Transient Electromagnetic Field Propagation Through Infinite Sheets, into Spherical Shells, and into Hollow Cylinders. — «IEEE Trans. on Antennas and Propagation», 1964, vol. AP-12, No 3.

5. Miedzinski J. Electromagnetic Screening. Techn. Rep. M/T135. The Electrical Research Association, 1959.

6. Miller D. A., Bridges J. E. Review of Circuit Approach to Calculate Shieldings Effectiveness. — «IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility», 1968, vol. EMC-10, No 1.

7. Бабенко Н. С. Методы измерения переменных и импульсных магнитных полей. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 4.

[26.11.1976]

## Гидротехника и гидроэнергетика

- № 147. Гидроаккумулирующие электростанции. Под ред. Л. Б. Шеймана. 12,5 л. с ил. 78 к. Авт.: Б. Л. Бабурин, М. Д. Глезин, М. Ф. Красильников, Л. Б. Шейман.
- № 148. Шеренков И. А. Прикладные плановые задачи гидравлики спокойных потоков. 16 л. с ил. 2 р. 07 к.
- № 149. Подъемные механизмы гидротехнических сооружений. 21 л. с ил. 1 р. 58 к. Авт.: В. Я. Мартенсон, Г. И. Козак, В. В. Багрянский, Ю. Н. Красильников.
- Библиотека гидротехника и гидроэнергетика**
- № 150. Шпуровой дренаж и противифльтрационная цементация в подземных гидротехнических сооружениях. 6 л. с ил. 35 к. Авт.: В. Ф. Илюшин, В. М. Насберг, Г. А. Беручашвили, Н. А. Веретенникова.

## Электроэнергетика

## «Энергетика за рубежом»

## Серийное издание

- № 151. Воздушные линии электропередачи. Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Под ред. В. В. Бургсдорфа. 10,5 л. с ил. 1 р. 58 к.
- № 152. Выключатели высокого напряжения. Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Под ред. Н. В. Шилина. 9,5 л. с ил. 1 р. 43 к.
- № 153. Передача информации в энергосистемах. Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Под ред. Г. В. Микуцкого. 4,5 л. с ил. 68 к.
- № 154. Передача энергии постоянным током высокого напряжения. Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Под ред. В. В. Худякова. 8 л. с ил. 1 р. 20 к.
- № 155. Проблемы планирования развития и эксплуатации энергосистем. Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Под ред. В. А. Веникова. 10,5 л. с ил. 1 р. 58 к.

- № 156. Подстанции переменного тока. Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Под ред. Ю. А. Якуба. 10,5 л. 1 р. 58 к.
- № 157. Релейная защита и противоаварийная автоматика. Международная конференция по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Под ред. В. М. Ермоленко и А. М. Федосеева. 10,5 л. с ил. 1 р. 58 к.
- № 158. Синхронные генераторы. Обзоры докладов Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ-76). Сост.: И. А. Глебов, Л. Г. Мамиконянц. 7,5 л. с ил. 1 р. 13 к.
- № 159. Электрические сети высокого и сверхвысокого напряжения за рубежом. Под ред. С. С. Рокотяна. 17,5 л. с ил. 1 р. 26 к. Авт.: А. М. Берковский, А. И. Гершенгори, Ю. С. Борисов и др.

## Промышленная энергетика

- № 160. Бритиневич Б. В., Зевакин А. И. Автоматическое управление электроприводами моталок. 8,5 л. 43 к.

## Электротехника

- № 161. Альшанский Я. Ю., Каплянский А. Е. Повышение эффективности линейных индукционных магнитогидродинамических машин. 10,5 л. 71 к.
- № 162. Масленникова Г. Н., Харитонов Ф. Я. Основы расчета составов масс и глазурей в электрокерамике. 8 л. 40 к.
- № 163. Родзевич В. Э., Брянцев Г. А. Электропривод линий для производства изделий из пластмасс. 6 л. с ил. 30 к.

## Радиотехника и электроника

- № 164. Кибернетику — на службу коммунизму. Т. 9. Управление и информация. Под ред. А. И. Берга. 26 л. с ил. 3 р. 63 к.

## Библиография

- № 165. Издания издательства «Энергия» за 1977 г. Библиографический указатель литературы. 10 л. 40 к.  
Издательство «Энергия»

## РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Афанасьев В. В., Бертинов А. И., Будзко И. А., Веников В. А., Глебов И. А., Ефремов И. С., Иванов-Смоленский А. В., Ипатов П. М., Костенко М. В., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Меерович Э. А., Мучник Г. Ф., Негушил А. В., Петров И. И. (зам. главного редактора), Рабинович С. И., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Толстов Ю. Г., Федосеев А. М., Шаталов А. С.

Научные редакторы: Б. Н. Евсеев, Л. С. Кудинова, А. Б. Желдыбин

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.  
101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Адрес для телеграмм: Москва, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор О. Д. Кузнецова

Сдано в набор 14/IX 1977 г.  
Усл. печ. л. 12,0

Уч.-изд. л. 14,66

Подписано к печати 1/XI 1977 г.  
Тираж 9157 экз.

Т-18551  
Цена 80 коп.

Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>.  
Зак. 304

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10  
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Алексенко Г. В. — Развитие советской электроэнергетики . . . . .	1	Динкель А. Д., Васильев Б. В., Седунин А. М. — К расчету характеристик тиристорных преобразователей с поочередным управлением . . . . .	59
Глебов И. А. — Всемирный электротехнический конгресс 1977 г. . . . .	8	Туваржиев В. К., Цыганкова Л. Г., Шестопалов В. Н. — Передача несимметричного сигнала циркулярного телеуправления по высоковольтной распределительной сети . . . . .	63
Горнштейн В. М., Крумм Л. А., Руденко Ю. Н., Семенов В. А., Совалов С. А., Цветков Е. В., Черня Г. А. — Вычислительная техника в управлении режимами энергосистем . . . . .	13	Исаев И. П., Феоктистов В. П. — Жесткость характеристик тягового электропривода при импульсном регулировании . . . . .	69
Митюшкин К. Г., Кутлер Г. П. — Моделирование алгоритмов сжатия данных при передаче телеметрической информации в энергосистемах . . . . .	19	Из опыта работы . . . . .	
Любарский Ю. Я. — Возможности применения М-автомата в информационных системах оперативного диспетчерского управления энергосистемами . . . . .	24	Глейзер С. Е., Каплан Д. А., Макаров Л. Е., Образцов Ю. В. — Испытания изоляции высоковольтных кабельных линий постоянным напряжением . . . . .	72
Поливанов К. М., Татарникова Н. В. — Эффект Герца — Квинке . . . . .	28	Тер-Газарян Г. Н., Биджамов Я. Г., Овакимян А. С. — Коэффициент вытеснения тока для демпферных стержней гидрогенераторов с учетом потерь в стали и ее насыщения . . . . .	74
Мамошин Р. Р. — Эффективность продольной емкостной компенсации в отсасывающем проводе тяговой подстанции переменного тока . . . . .	32	Сообщения . . . . .	
Асанов Т. К., Караев Р. И. — Схема замещения тяговой сети переменного тока в переходном режиме . . . . .	36	Ослон А. Б., Станкеева И. Н. — Применение оптической аналогии к расчету электрических полей в многослойных средах . . . . .	77
Ваксер Б. Д., Житомирский А. А., Койков С. Н., Пищулина О. П. — Оценка параметров совмещенного закона электрического старения высоковольтной статорной изоляции . . . . .	40	Князь А. И. — К расчету полей в кусочно-неоднородных средах . . . . .	79
Крепышев Г. Б., Соболевский А. С. — Методы коррекции погрешностей фазовращателей путем периодического преобразования их структуры . . . . .	43	Маркосян М. М., Оганесян К. Г., Ликах С. Ф. — Соотношения электрических параметров при частичных разрядах в эллипсоидных включениях твердых диэлектриков . . . . .	82
Тулин В. С., Шакарян Ю. Г., Бабичев Ю. Е. — Сравнение частотных электроприводов на базе асинхронных машин и преобразователей частоты с непосредственной связью . . . . .	48	Ларина Э. Т., Семенов М. И., Пешков И. Б. — Электрическое поле двух изолированных цилиндрических проводников . . . . .	85
Воронин С. Г., Лифанов В. А., Шумихин Б. Г. — Исследование пульсаций момента тихоходных бесконтактных двигателей постоянного тока с дискретным датчиком положения ротора . . . . .	54	Иоссель Ю. Я. — Расчет емкости проводников, ограниченных несколькими сферическими поверхностями . . . . .	87
		Любомудров А. А. — Импульсные характеристики электромагнитных экранов . . . . .	90
		ХРОНИКА . . . . .	93

## CONTENTS

The Development of the Electric Power Industry in the USSR — G. V. Alexenko . . . . .	1	On Calculating The Characteristics of Thyristor Converters with Sequential Control — A. D. Dinkel, B. V. Vasiliev, A. M. Sedunin . . . . .	59
The World Electrotechnical Congress of 1977 — I. A. Glebov . . . . .	8	Transmission of an Unsymmetrical Signal in Circular Telecontrol Over an HV Distribution Network — V. K. Tuvardjiev, L. G. Tsigankova, V. N. Shestopalov . . . . .	63
Computer Technology for Controlling Power System Operating Conditions — V. M. Gornstein, L. A. Krumm, U. N. Rudenko, V. A. Semenov, S. A. Sovalov, E. V. Tsvetkov, G. A. Chernya . . . . .	13	The Stiffness of Traction Drive Characteristics with Pulse Control — I. P. Isayev, V. P. Feoktistov . . . . .	69
Modelling of Data Compacting Algorithms Used in Transmission of Telemetering Information in Power Systems — K. G. Mitushkin, G. P. Kutler . . . . .	19	FROM OPERATING EXPERIENCE . . . . .	
The Possibilities of Using an M-Automat in Informational System for Operative Power System Dispatching — U. J. Liubarski . . . . .	24	Testing the Insulation of HV Cable Lines with a D. C. Voltage — S. E. Gleiser, D. A. Kaplan, L. E. Makarov, U. V. Obraztsov . . . . .	72
The Hertz — Quinke Effect — K. M. Polivanov, N. V. Tatarnikova . . . . .	28	The Skin Effect Factor for Damper Bars in Hydro-Electric Generators with Account Taken of Iron Losses and Saturation — G. N. Ter-Gazarian, J. G. Bidjamov, A. S. Ovakimian . . . . .	74
The Effectiveness of Series Capacitor Compensation in the Power Drawing Conductor at an A. C. Traction Substation — R. R. Mamoshin . . . . .	32	REPORTS . . . . .	
An Equivalent Circuit for the Transient Analysis of an A. C. Traction Network — T. K. Asanov, R. I. Karayev . . . . .	36	Application of Optical Analogies for Calculating Electric Fields in Multi-Layer Media — A. B. Oslon, I. N. Stankeyeva . . . . .	77
Evaluating the Parameters in the Composite Relationship for Electrical Ageing of HV Stator Insulation — B. D. Waxer, A. A. Dzitomirski, S. N. Koikov, O. P. Pischulina . . . . .	40	On Calculating Fields in Piece-wise Unhomogenous Media — A. I. Knyaz . . . . .	79
Methods for Correcting Errors in Phase-Rotators Through Periodic Transformation of Their Structure — G. B. Krepischev, A. S. Sobolevski . . . . .	43	Electrical Parameter Relationships for Partial Discharge in Ellipsoidal Particles of Solid Dielectrics — M. M. Markosian, K. G. Oganessian, S. F. Likach . . . . .	82
Comparison of Frequency Drives Employing Directly Coupled Induction Machines and Frequency Converters — V. S. Tulin, U. G. Shakarian, U. E. Babichev . . . . .	48	The Electric Field of Two Insulated Cylindrical Conductors — E. T. Larina, M. I. Semenenko, I. B. Peshkov . . . . .	85
A Study of Torque Pulsation in Slow-Speed Contactless D. C. Motors Having a Discrete Rotor Position Transducer — S. G. Voronin, V. A. Lifanov, B. G. Shumikhin . . . . .	54	Calculating the Capacitance of Conductors Bounded by Several Spherical Surfaces — U. J. Iossel . . . . .	87
		Surge Characteristics of Electromagnetic Screens — A. A. Liubomudrov . . . . .	90
		CHRONICLE . . . . .	93

УДК 621.31

Развитие советской электроэнергетики (1917—1977 гг.). Алексенко Г. В. — «Электричество», 1977, № 11.  
Излагаются основные этапы развития электроэнергетики СССР за годы советской власти. Подчеркивается основополагающая роль плана ГОЭЛРО и приводятся цифры, характеризующие рост отечественной электроэнергетики за шестьдесят лет. Излагаются перспективные направления развития энергетики и электропромышленности в осуществлении дальнейших планов электрификации нашей страны: высокий темп развития атомной энергетики, подключение на параллельную работу с ЕЭС СССР энергосистем Сибири и стран-членов СЭВ, завершение строительства ВЛ 1150 кВ переменного тока и создание оборудования для линий 1500 кВ постоянного тока, изготовление головных образцов турбогенераторов мощностью 1600 МВт, внедрение герметизированных комплексов распределительных устройств 110—500 кВ с элегазовой изоляцией и т. д.

УДК 681.14:621.311

Вычислительная техника в управлении режимами энергосистем. Горнштейн В. М., Крум Л. А., Руденко Ю. Н., Семенов В. А., Савалов С. А., Цветков Е. В., Черня Г. А. — «Электричество», 1977, № 11.  
Дается описание этапов использования ЦВМ в управлении режимами работы энергосистем СССР. Рассматриваются методы решения задач диспетчерского управления, пути совершенствования технических средств и математического обеспечения АСДУ для оптимального управления режимами Единой энергосистемы.

УДК 621.311.052.63.001.57

Моделирование алгоритмов сжатия данных при передаче телеметрической информации в энергосистемах. Митюшкин К. Г., Кутлер Г. П. — «Электричество», 1977, № 11.  
Рассматриваются статистические характеристики телеизмеряемых параметров, полученные на основе информации, вводимой в ЦВМ от устройств телемеханики. Разработаны модели адаптивных устройств телемеханики, использующие сжатие телемеханической информации. Предлагаются алгоритмы сжатия телеинформации, проводится сравнение предлагаемых алгоритмов по среднеквадратической погрешности передачи и коэффициенту сжатия по полосе частот. Библ. 6.

УДК 621.311-52].001.57

Возможности применения М-автомата в информационных системах оперативного диспетчерского управления в энергосистемах. Лябровский Ю. Я. — «Электричество», 1977, № 11.  
Рассматриваются функции системы адаптивного поведения информационной подсистемы оперативно-информационного комплекса АСДУ энергосистем: распределение ресурса производительности малых ЦВМ и принятие решений, анализ ситуации в энергосистеме, представление в ЦВМ знаний о диспетчерском управлении, расширение возможности диалога ЦВМ АСДУ с диспетчерским персоналом. Приводятся результаты автономного моделирования на ЦВМ некоторых функций системы адаптивного поведения. Библ. 11.

УДК 537.226.001.1

Эффект Герца — Квинке. Поливанов К. М., Татарникова Н. В. — «Электричество», 1977, № 11.  
Изложена сущность наблюдаемого эффекта, вращение в постоянном электрическом поле тела из одного несовершенного диэлектрика ( $\sigma_1, \epsilon_1$ ), окруженного другим, также несовершенным, диэлектриком ( $\sigma_2, \epsilon_2$ ). Выводится условие проявления эффекта  $\sigma_1 \epsilon_2 < \sigma_2 \epsilon_1$ , выражение для вращающего момента и энергетические соотношения. Показано, что эффект может наблюдаться на телах разной формы, а также в системе с непрерывно изменяющимися параметрами. Отмечается возможное участие этого эффекта в образовании атмосферных воздушных потоков. Библ. 18.

УДК 621.314.4:621.33]:621.311.076.12.12.026.5

Эффективность продольной емкостной компенсации в отсасывающем проводе тяговой подстанции переменного тока. Мамонин Р. Р. — «Электричество», 1977, № 10.  
Рассмотрена эффективность продольной емкостной компенсации (ПЕК) с учетом схемы симметрирования подстанций по сети внешнего электроснабжения. Предложены формулы для оценки оптимальных параметров ПЕК. Показано слабое воздействие ПЕК на качество энергии преобразовательных электровозов при выборе параметров ПЕК исходя из минимума напряжения обратной последовательности за ПЕК. Библ. 4.

УДК 621.332.3:621.3.018.782.3.012.8

Схема замещения тяговой сети переменного тока в переходном режиме. Асанов Т. К., Караев Р. И. — «Электричество», 1977, № 11.  
Получена схема замещения тяговой сети переменного тока в переходном режиме с учетом поверхностного эффекта в рельсах и земле. Даны параметры схемы рельса для различных магнитных проницаемостей стали и схемы земли для различных ее удельных проводимостей. Библ. 5.

Методы коррекции погрешностей фазовращателей путем периодического преобразования их структуры. Крепышев Г. Б., Соболевский А. С. — «Электричество», 1977, № 11.  
Одним из методов коррекции погрешностей фазовращателей, создания фазовращателей, не критичных к нестабильности параметров и точности настройки их элементов может быть метод периодического изменения их структуры.

Показано, что в таких фазовращателях можно разделить фазу его выходного напряжения на две составляющие: фазомодулированную с частотой периодического преобразования структуры и фазопостоянную, одна из которых содержит полезную информацию, а вторая — часть ошибок. Полезная составляющая может быть легко выделена. Библ. 22.

УДК 62-83:[621.313.333+621.314.26]

Сравнение частотных электроприводов на базе асинхронных машин и преобразователей частоты с непосредственной связью. Тулин В. С., Шакарья Ю. Г., Бабичев Ю. Е. — «Электричество», 1977, № 11.  
Приводится сравнение перегрузочной способности, потерь активной мощности, энергетических показателей и диапазона регулирования угловой скорости вращения частотно-управляемых асинхронных двигателей с короткозамкнутой обмоткой ротора, асинхронизированных синхронных двигателей и двигателей двойного питания с электрическим соединением обмоток статора и ротора.  
На основе сравнения выявлены наиболее целесообразные области применения указанных приводов. Сравнение проведено с учетом свойств преобразователя частоты без звена постоянного тока. Библ. 12.

УДК 621.313.29.016.1.001.24

Исследование пульсаций момента тихоходных бесконтактных двигателей постоянного тока с дискретным датчиком положения ротора. Воронин С. Г., Лифанов В. А., Шумихин Б. Г. — «Электричество», 1977, № 11.  
Приводится методика исследования пульсаций момента тихоходных бесконтактных двигателей постоянного тока с дискретными датчиками положения ротора. Предлагается применение двенадцатитактной симметрированной коммутации.  
Показано, что указанная коммутация обеспечивает лучшие характеристики двигателей по сравнению с другими известными дискретными способами коммутации. Даны методы симметрирования. Библ. 4.

УДК 621.314.632::621.382.233.026.001.24

К расчету характеристик тиристорных преобразователей с поочередным управлением. Динкель А. Д., Васильев Б. В., Седаунин А. М. — «Электричество», 1977, № 11.  
Получены выражения для расчета гармоник первичного тока, энергетических соотношений, гармоник выпрямленного напряжения шести и двенадцатипульсных многомотовых преобразователей при поочередном управлении тиристорными группами мостов. Они учитывают процесс коммутации тиристоров и различные величины напряжений, питающих отдельные мосты. Библ. 9.

УДК 621.316.1.052.63

Передача несимметричного сигнала циркулярного телеуправления по высоковольтной распределительной сети. Туваржиев В. К., Цыганкова Л. Г., Шестопалов В. Н. — «Электричество», 1977, № 11.  
Приведена методика расчета уровня несимметричного сигнала повышенной частоты, создаваемого устройством циркулярного телеуправления в нагруженной распределительной электрической сети. Составлена типовая схема участка сети 110 кВ с учетом распределения параметров линий. Показано влияние режима нейтрали сетевых трансформаторов на условия затухания сигнала вдоль линий. Библ. 15.

УДК 621.33:62-83:621.3.072

Жесткость характеристик тягового электропривода при импульсном регулировании. Исаев И. П., Феоктистов В. П. — «Электричество», 1977, № 11.  
Установлено, что жесткость тяговой характеристики может быть использована как критерий противобожовочных свойств привода. Разработан аналитический метод расчета жесткости тяговых характеристик в системе «импульсный преобразователь — тяговые двигатели». Показано, что жесткость тяговой характеристики привода может быть повышена за счет использования быстродействующих систем регулирования преобразователя. Библ. 8.

УДК 621.317.333:6:621.315.2.016.2

Испытания изоляции высоковольтных кабельных линий постоянным напряжением. Глейзер С. Е., Каплан Д. А., Макаров Л. Е., Образцов Ю. В. — «Электричество», 1977, № 11.  
Рассматриваются вопросы распределения напряженности электрического поля в бумажно-масляной изоляции силовых кабелей при воздействии постоянного напряжения. Приведены величины допустимых испытательных напряженностей для изоляции кабеля и концевых и соединительных муфт. Библ. 8.

УДК 621.316.993.001.24

Применение оптической аналогии к расчету электрических полей в многослойных средах. Ослон А. Б., Стайкева И. Н. — «Электричество», 1977, № 11.  
В статье изложен метод расчета полей в многослойных средах, основанный на оптической аналогии, которая позволяет определить положение и интенсивности фиктивных источников, представляющих поверхность раздела сред как неидеальные зеркала. Соотношения между падающими и испускаемыми лучами рассматриваются как рекуррентные соотношения, дающие возможность последовательно вычислять интенсивности фиктивных источников на всех границах раздела, чем снимаются ограничения числа слоев, присущие известным методам. Библ. 9.

УДК 537.213

К расчету полей в кусочно-неоднородных средах. Князь А. И. — «Электричество», 1977, № 11.  
Предложен метод расчета стационарных электромагнитных полей в кусочно-неоднородных средах при зависимости проницаемости одной из сред от координат. Показано, что задача сводится к некоторой граничной задаче теории функций комплексного переменного. Библ. 5.